fare elettronica

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

LUGLIO/AGOSTO
n° 241 • Anno 21

LE FAMIGLIE LOGICHE

MIKROBASIC
Utilizzare al meglio gli ingressi del PIC

GENERATORE EOLICO
Costruzione delle pale

Biofeedback

Monitor cardiaco portatile

ALIMENTATORI SWITCHING
La tipologia di controllo PWM Current-Mode

INTELLIGENZA ARTIFICIALE
Apprendimento basato su reti neurali

ELETTRONICANDO

Il transistor ad effetto di campo

Interfacce RADIO-PC per emissioni digitali

€ 5,50

Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

Confine invisibile...

Fino a qualche anno fa lavorare nel settore elettronico o più semplicemente avere l'hobby dell'elettronica, significava "armeggiare" quasi esclusivamente con saldatore e multimetro. Man mano che il personal computer si è diffuso entrando prepotentemente nella vita di tutti noi, molti "elettronici" hanno constatato quanto l'elettronica venisse semplificata da questo strumento, scoprendo l'informatica attraverso l'uso del PC, prima come ausilio alla progettazione, poi come "macrocomponente". Mi spiego meglio. Inizialmente il PC veniva visto come semplice strumento di aiuto alla progettazione grazie al quale sono scomparsi trasferibili e pennarelli, sostituiti dai CAD per il disegno di schemi elettrici e circuiti stampati. In seguito lo si è utilizzato per la scrittura di codice per microcontrollori, dispositivi divenuti comuni a tal punto da essere utilizzati anche a livello hobbistico. Questa evoluzione non si è fermata, ecco quindi il PC utilizzato come strumento di misura grazie alla "strumentazione virtuale": oscilloscopi, analizzatori di spettro, generatori di segnale, eccetera. Ma la curiosità e la voglia di sperimentare degli elettronici ha guardato al PC non solo come strumento di sviluppo ma come "macrocomponente", eccolo quindi diventare parte integrante di automazioni più o meno complesse. Un confine, quello tra elettronica ed informatica, assottigliatosi nel tempo fino a diventare quasi invisibile, rendendo le due discipline inscindibili. Un esempio tra tutti è *Linux*, diventato nel tempo il sistema operativo preferito nel mondo embedded, tutti i progettisti prima o poi ci avranno a che fare, una buona conoscenza del linguaggio C e di Linux stesso è assolutamente necessaria; per questo oggi Fare Elettronica propone sia articoli tecnici che informatici. Questo non vuol dire che Fare Elettronica diventerà una rivista di informatica, siamo e rimaniamo una rivista di "cultura elettronica", ma è innegabile il fatto che il bagaglio formativo di chi lavora in questo settore deve necessariamente essere corredato di conoscenze informatiche che in futuro diventeranno sempre più importanti.

Bene, andiamo a goderci le meritate vacanze in compagnia del numero che state per leggere. Un numero interessante per gli argomenti che affronta, primo tra tutti il *Biofeedback*, un procedimento mediante il quale alcuni segnali elettrofisiologici, vengono prelevati, amplificati e presentati al soggetto che li produce in modo da essere visualizzati e\o ascoltati (ritmo cardiaco ECG, quello respiratorio, la pressione sanguigna, la resistenza della pelle, l'elettroencefalogramma EEG, eccetera). Un argomento interessante, chiaramente illustrato e ricco di circuiti sperimentali che saranno presentati a partire da questo numero.
Troverete anche le nuove puntate di *Mikrobasic, Intelligenza Artificiale, Operazionali dalla A alla Z, Alimentatori Switching* e naturalmente una nuova puntata di *Elettronicando* (*Vitamina C* dopo una pausa estiva tornerà a Settembre). Abbastanza per passare un po' di tempo in compagnia di Fare Elettronica, mentre vi godete il caldo sole estivo. Ma se volte prolungare il piacere di una lettura utile ed interessante, non perdetevi la *Collection 2005* (dal 15 Luglio in tutte le edicole): 370 pagine, 1 CD-ROM e due buoni sconto del valore di € 10!

Vi auguro delle splendide vacanze e vi rinnovo l'appuntamento in edicola a Settembre con un nuovo numero di Fare Elettronica.

Tiziano Galizia
t.galizia@farelettronica.com

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE DI REDAZIONE
Tiziano Galizia

DIRETTORE TECNICO
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO
Giovanni Di Maria, Riccardo Nicoletti, Antonio Cecere, Antonio Di Stefano, Romano Bernarducci, Maurizio Del Corso, Nico Grilloni, Vittorio Marradi, Maurizio Malaspina.

DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ
INWARE srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504794 - 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inware.it - www.inwaredizioni.it
Redazione: redazione@farelettronica.com

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE
Graficonsult - Milano

STAMPA
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

UFFICIO ABBONAMENTI
PARRINI & C. S.p.a. - Servizio abbonamenti
Viale Forlanini, 23 - 20134 Milano
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@farelettronica.com
Tel. 02.66504794 - Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30

Poste Italiane S.p.a. - Spedizione in abbonamento Postale D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

RICHIESTE DI ASSISTENZA
Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di contattare direttamente l'autore. Se questo non fosse possibile, utilizzate il modulo di contatto che trovate sul nostro sito web www.farelettronica.com.

COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@farelettronica.com)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.
Iscrizione al R.O.C. n. 11035 19/11/2003

© Copyright - Tutti i diritti di riproduzione o di traduzione degli articoli pubblicati sono riservati. Manoscritti, disegni e fotografie sono di proprietà di INWARE srl. È vietata la riproduzione anche parziale degli articoli salvo espressa autorizzazione scritta dell'editore.

Privacy - Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento sig. Antonio Cirella (info@inwaredizioni.it).

ELENCO INSERZIONISTI

Sommario

Pratica

pag. 74

Teoria

pag. 114

pag. 32

Risorse

Speciale

241
Luglio/Agosto 2005

Scrivete a:
MAILBOX
REDAZIONE DI
FARE ELETTRONICA
Inware s.r.l.
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a:
mailbox@farelettronica.com

Mailbox

Questa rubrica ospita le richieste più interessanti pervenute dai lettori. Per quanto possibile verrà data risposta a tutte le richieste pervenute via email.

OSCILLATORE COSTO ZERO

Vorrei realizzare un oscillatore in grado di riprodurre una nota audio alla pressione di un pulsante. Poiché vorrei inserire questo circuito all'interno di una scatola di derivazione, vorrei che fosse il più semplice e meno ingombrante possibile.

Riccardo Melluso

Il circuito proposto in figura 1 è un classico della miniaturizzazione. Impiega una resistenza, un condensatore ed una coppia di transistori connessi per formare un oscillatore. Alla pressione del pulsante il sistema viene alimentato innescando l'oscillazione.

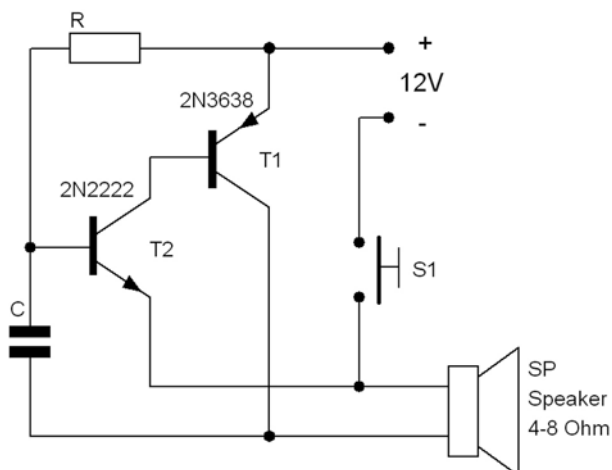



Figura 1 Schema elettrico dell'oscillatore

La frequenza della nota emessa dipende dalla scelta di R e C.
Per garantire l'innesco dell'oscillazione il valore di R dovrà essere compreso tra 5 KΩ e 100 KΩ, mentre per C si può scegliere un valore compreso tra 20 e 60 nF.

PILOTARE UN CARICO

Avrei bisogno di reperire lo schema di un circuito a transistor in configurazione a ponte o ad "H" per pilotare un'elettrovalvola +12Vdc con l'inversione di polarità. Vorrei scegliere la polarità utilizzando due uscite di un processore PIC.

Massimo Giliberti

Uno schema molto semplice per pilotare un carico controllando la polarità della tensione applicata è quello riportato in figura 2.
A e B posso essere pilotati con le uscite di un PIC. Il funzionamento è il seguente:

- A=1 B=1 (o A=0 e B=0): carico non alimentato.
- A=1 B=0: carico alimentato con la polarità indicata nella parte superiore (il positivo verso destra).
- A=0 B=1: carico alimentato con polarità invertita rispetto al caso precedente.

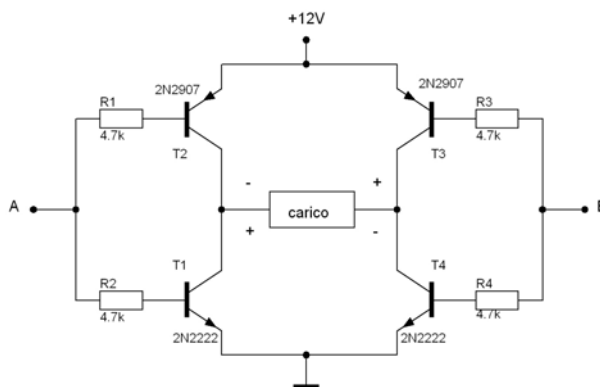



Figura 2 Il circuito per il controllo della polarità dell'elettrovalvola

“Richieste, chiarimenti, dubbi e commenti dai lettori”

Se il carico è induttivo si devono inserire 4 diodi tra il collettore e l'emettitore dei transistor: per T1 e T2 l'anodo dei diodi verso l'emettitore, mentre per T3 e T4 l'anodo dei diodi verso il collettore.
Per grandi correnti è possibile sostituire i transistor con altri di potenza maggiore.
Le resistenze da 4,7 KΩ limitano a circa 1 mA la corrente di base dei transistors.

MISURARE LA VELOCITÀ

Per il mio robot vorrei realizzare un sistema di misura della velocità di rotazione dei motori. Potreste pubblicare un semplice circuito alimentato a 5V in grado di fare questo?

Mauro Aschili

Per poter misurare la velocità di rotazione di un motore è possibile impiegare un sensore ottico a riflessione ed un disco di cartoncino su cui disegnare settori bianchi e neri. Il sensore ottico può essere realizzato usando un led bianco ad alta luminosità ed un fototransistor come il BPW77N.

Poiché il BPW77N ha un angolo di visuale molto stretto (±10°come mostra la figura 3)

Con Artek hai l'elettronica a portata di un click .
Esplora il nostro sito, ogni mese scoprirai le novità dell'Elettronica, il mondo dei Microcontrollori, nuovi sensori e strumenti per progetti di Robotica.
Inoltre strumenti di misura digitali professionali interfacciati al pc per il laboratorio

Artek ti offre un modulo per programmare i PIC Microchip con funzioni di debug e test a soli 62 Euro IVA compresa.
Visita il nostro sito per sapere di più sul C-Project C-170.

Costruisci un Robot con il BASIC Stamp
il microcontrollore più famoso e diffuso fra gli appassionati di Robotica per la sua semplicità d'uso e la vasta gamma di accessori

BoeNut 01
stazione di lavoro completa per **Nutchip**

Strumenti digitali di misura su porta USB
- **due canali**
- **12 bit di risoluzione**
- **ingresso fino a 100 MHZ**

Puoi avere questa mini-telecamera **a colori,** completa di **ricevitore** e **microfono** ad un prezzo che non ha eguali !

La nostra vetrina è on-line all'indirizzo www.artek.it : puoi controllare le caratteristiche, i prezzi e ordinare da subito ciò che ti occorre. Puoi contattarci con una e-mail a diramm@artek.it inviando un fax allo 0542 688405 oppure chiamando i nostri uffici allo 0542 643192
dalle 9 alle 13:30 e dalle 14:30 alle 18 dal Lunedì al Venerdì

è possibile fissare il led ed il fototransistor su una stessa basetta e molto vicini tra di loro (figura 4).
Come superficie riflettente si può usare un disco di cartoncino suddiviso in settori bianchi e neri e fissato sull'asse di rotazione del motore (figura 5).

Quando la luce del led colpisce un settore bianco, viene totalmente riflessa e va a colpire il fototransistor che va in saturazione; viceversa quando la luce colpisce un settore nero viene completamente assorbita ed il fototransistor rimane interdetto.
Risulta evidente che maggiore è il numero di settori in cui è suddiviso il disco, maggiore sarà la precisione nella misura della velocità di rotazione. Lo schema per la gestione del led e del BPW77N è quello di figura 6 in cui la frequenza degli impulsi in uscita è direttamente proporzionale alla velocità di rotazione del motore.

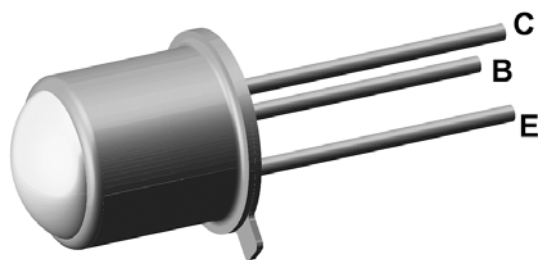
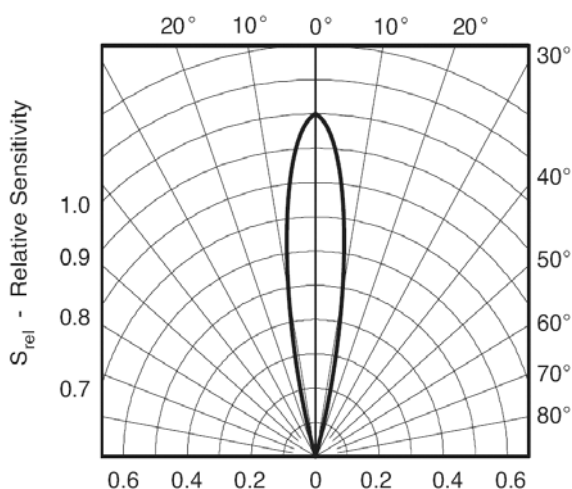



Figura 3 *Il fototransistor BPW77N ed il suo angolo visuale*

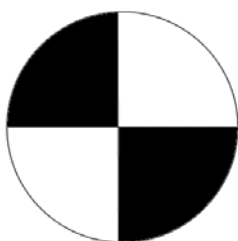
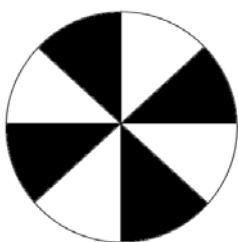
Frequenza impulsi:
1 impulso/giro

Frequenza impulsi:
2 impulsi/giro

Frequenza impulsi:
4 impulsi/giro

Figura 5 *Vari tipi di dischi da fissare all'albero del motore*

Figura 4 *Il sensore a riflessione*

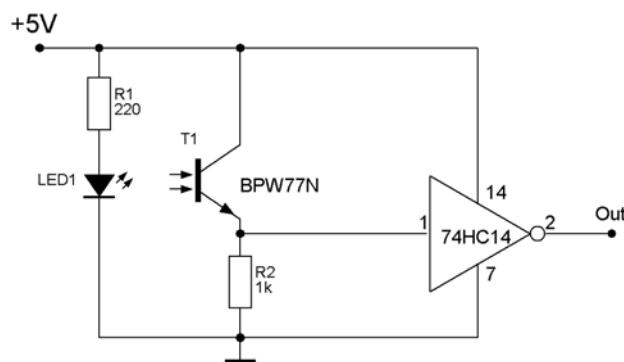



Figura 6 *Lo schema del tachimetro*

Via Adige, 11
21013 GALLARATE (VA)
Tel. 0331/799775
Fax. 0331/778112
www.futuranet.it

Modelli CMOS da circuito stampato

FR302
€ 56,00

Tipo: sistema standard PAL; **Elemento sensibile:** 1/3" CMOS; **Risoluzione:** 380 Linee TV; **Sensibilità:** 3 Lux (F1.4); **Ottica:** f=6 mm, F1.6; **Alimentazione:** 5 Vdc - 10 mA; **Dimensioni:** 20x22x26mm

FR301
€ 27,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/3" CMOS; **Risoluzione:** 240 linee TV; **Sensibilità:** 2 Lux (F1.4); **Ottica:** f=4,9 mm, F2.8; **Alimentazione:** 5 Vdc - 10 mA; **Dimensioni:** 16x16x15 mm

FR300
€ 23,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/3" CMOS; **Risoluzione:** 240 linee TV; **Sensibilità:** 2 Lux (F1.4); **Ottica:** f=7,4 mm, F2.8; **Alimentazione:** 5 Vdc - 10 mA; **Dimensioni:** 21x21x15 mm

Microtelecamere

Modelli CCD in B/N

FR72/LED
€ 50,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/3" CCD; **Risoluzione:** 400 linee TV; **Sensibilità:** 0,01 Lux **Ottica:** f=3,6 mm, F2.0; **Alimentazione:** 12 Vdc - 150 mA; **Dimensioni:** 55x38 mm

FR72/C
€ 46,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/3" CCD; **Risoluzione:** 400 linee TV; **Sensibilità:** in funzione dell'obiettivo; **Alimentazione:** 12 Vdc - 110 mA; **Dimensioni piastra:** 32x32 mm

Il modulo dispone di attacco standard per obiettivi di tipo C/CS.

FR72/PH
€ 46,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/3" CCD; **Risoluzione:** 400 linee TV; **Sensibilità:** 0,5 Lux (F2.0); **Ottica:** f=3,7 mm, F3.5; **Alimentazione:** 12 Vdc - 110 mA; **Dimensioni:** 32x32x20 mm

FR72
€ 48,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/3" CCD; **Risoluzione:** 400 linee TV; **Sensibilità:** 0,3 Lux (F2.0); **Ottica:** f=3,6 mm, F2.0; **Alimentazione:** 12 Vdc - 110 mA; **Dimensioni:** 32x32x27 mm

Stesso modello con ottica:
- f=2,5 mm **FR72/2.5** € *48,00*
- f=2,9 mm **FR72/2.9** € *48,00*
- f=6 mm **FR72/6** € *48,00*
- f=8 mm **FR72/8** € *48,00*
- f=12 mm **FR72/12** € *48,00*
- f=16 mm **FR72/16** € *48,00*

Modelli CMOS

FR220
€ 96,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/4" CMOS; **Risoluzione:** 240 linee TV; **Sensibilità:** 0,5 Lux (F1.4); **Ottica:** f=3,7 mm, F3.5 PIN-HOLE; **Alimentazione:** 7 -12 Vdc - 50 mA; **Dimensioni:** 8x8x14 mm

FR125
€ 44,00

Tipo: sistema standard CCIR; **Elemento sensibile:** 1/3" CMOS; **Risoluzione:** 380 linee TV; **Sensibilità:** 0,5 Lux (F1.2); **Ottica:** f=5 mm, F4.5 PIN-HOLE; **Alimentazione:** 12 Vdc - 50 mA; **Dimensioni:** 22x15x16 mm

Stesso modello con ottica f=3,6 mm FR125/3.6 **€** 48,00

FR126
€ 52,00

Tipo: sistema standard PAL; **Elemento sensibile:** 1/3" CMOS; **Risoluzione:** 380 linee TV; **Sensibilità:** 3 Lux (F1.2); **Ottica:** f=5 mm, F4.5 PIN-HOLE; **Alimentazione:** 12 Vdc - 50 mA; **Dimensioni:** 22x15x16 mm

Stesso modello con ottica f=3,6 mm FR126/3.6 **€** 56,00

Modelli CCD a colori

FR89
€ 95,00

Tipo: sistema standard PAL; **Elemento sensibile:** 1/4" CCD; **Risoluzione:** 380 linee TV; **Sensibilità:** 0,2 Lux (F1.2); **Ottica:** f=3,7 mm, F2.0; **Alimentazione:** 12 Vdc - 80 mA; **Dimensioni:** 32x32x32 mm

Stesso modello con ottica f=2,9mm FR89/2.9 **€** 95,00

FR89/PH
€ 95,00

Tipo: sistema standard PAL; **Elemento sensibile:** 1/4" CCD; **Risoluzione:** 380 linee TV; **Sensibilità:** 1 Lux (F1.2); **Ottica:** f=5,5 mm, F3.5; **Alimentazione:** 12 Vdc - 80 mA; **Dimensioni:** 32x32x16mm

FR89/C
€ 95,00

Tipo: sistema standard PAL; **Elemento sensibile:** 1/4" CCD; **Risoluzione:** 380 linee TV; **Sensibilità:** 0,5 Lux (F1.2); **Alimentazione:** 12 Vdc - 80 mA; **Dimensioni:** 32x34x25 mm

Il modulo dispone di attacco standard per obiettivi di tipo C/CS.

FR168
€ 110,00

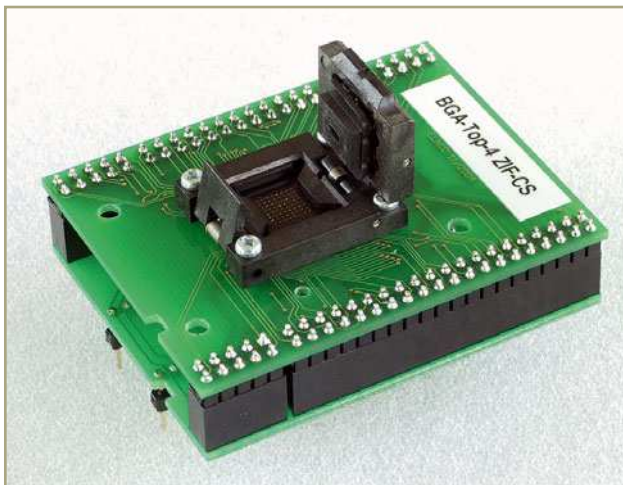
Tipo: sistema standard PAL; **Elemento sensibile:** 1/4" CCD; **Risoluzione:** 380 linee TV; **Sensibilità:** 2 Lux (F2.0); **Ottica:** f=3,7 mm, F2.0; **Alimentazione:** 12Vdc - 65 mA; **Dimensioni:** 26x22x30 mm

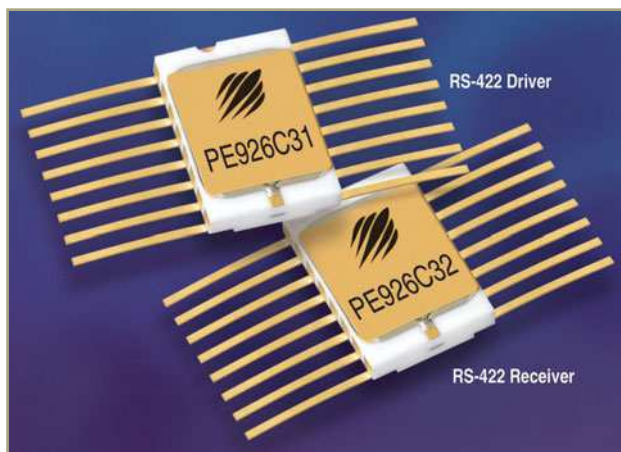
Stesso modello con ottica f=5.5mm FR168/PH **€** 110,00

Tutti i prezzi sono da intendersi IVA compresa.

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

Prima pagina

241-01 NUOVO ZOCCOLO ADATTATORE PER I CONTENITORI TIPO PGA DA GRIFO®

La Grifo annuncia la disponibilità, per i propri programmatori tipo UEP 49 e JetProg, di un nuovo Zoccolo Adattatore per i contenitori tipo PGA.
Lo zoccolo adattatore viene usato come opzione sui programmatori Universal UEP 49 e JetProg. Lo zoccolo ZIF accetta diversi tipi di package BGA che differiscono nella differenza di diametro e di profondità delle sfere nonché di spessore del formato. Lo zoccolo convertitore usa zoccoli ZIF di alta qualità con durata sino 500.000 inserzioni.
Il convertitore BGA é formato da 2 schede; quella superiore contiene lo zoccolo ZIF BGA il quale accetta diversi tipi di chip aventi dimensioni BGA diverse (per esempio 8x9 sfere array, 11x8mm del chip).
La scheda inferiore consente un appropriato collegamento tra i 48 pin della parte superiore della scheda e lo zoccolo ZIF del programmatore. La parte superiore della scheda convertitore BGA é la parte più costosa del convertitore a causa del prezzo degli zoccoli BGA ZIF. Alfine di offrire una soluzione efficace, i convertitori BGA, sono stati divisi in scheda BGA Alta e BGA Bassa e vengono offerti separatamente.
Il risultato finale é che l'utilizzatore non deve acquistare altri convertitori BGA per programmare i chip con package BGA diversi, ma usare solo una diversa scheda BGA -Bassa.
Si é arrivati anche alla conclusione che su richiesta si possono sviluppare zoccoli BGA che non siano sensibili al diametro delle sfere e spessore del formato.

241-02 PEREGRINE LANCIA LA COPPIA TRASMETTITORE-RICEVITORE RAD-HARD RS422

Peregrine Semiconductor Corporation, produttore dei più avanzati circuiti integrati RF CMOS e mixed-signal nel settore delle comunicazioni, ha annunciato oggi il lancio del trasmettitore PE926C31 RS422 e del ricevitore PE926C32 RS422, dispositivi rad-hard per applicazioni spaziali.
Sviluppato su UltraCMOS™, la tecnologia proprietaria di Peregrine, questo chipset rappresenta l'interfaccia standard Rad-hard RS-422 a più bassa potenza attualmente disponibile sul mercato.
Caratterizzato da un'eccellente immunità

PER SAPERNE DI PIÙ

Per approfondire le notizie riportate in questa rubrica, visitate il sito: **www.farelettronica.com/primapagina**

In alternativa potete scrivere a:

Inware Edizioni
Servizio Prima Pagina
Via Cadorna 27 - 20032 Cormano (MI)

Indicando il codice riportato accanto al titolo della notizia (esempio 241-04).

Single Event Upset (SEU) inferiore a 10^{-10} errori/bit-giorno, funzionamento ad alta velocità inferiore a 10 nS e bassa potenza a meno di 150 mA (senza carica), il dispositivo abilita un protocollo d'interfaccia standard con velocità superiore e potenza inferiore rispetto ai concorrenti.

I dispositivi PE926C31/32 operano a una tensione di 3,3 V con tolleranza totale di dose garantita a 300 KRad (Si), che li rende ideali per applicazioni satellitari.

I kit di valutazione, inoltre, supportano lo sviluppo con i dispositivi, confezionati in Ceramic Flat Pack (CFP) da 16 lead.

241-03 MICROCHIP INTRODUCE UN NUOVO REGOLATORE A BASSA CADUTA RICCO DI FUNZIONALITÀ

Microchip prosegue nell'ampliamento della sua linea di regolatori di tensione a bassa caduta (LDO) con l'introduzione del nuovo modello MCP1726.

Questo dispositivo offre una bassa tensione minima di uscita (fino a 0.8V) a fronte di un'elevata corrente (fino a 1 amp), proponendosi come soluzione ideale per un ampio spettro di applicazioni ad alte prestazioni quali core logici e CPU di nuova generazione. Il nuovo LDO è stabile con un condensatore

ORGANIZZAZIONE:
ASSOCIAZIONE RADIANTISTICA
Fondato il 1° settembre 1978

PATROCINIO:
19ª MOSTRA MERCATO NAZIONALE
ELETTRONICA APPLICATA
Computers - Telefonia - Apparecchiature per astronomia e telecomunicazioni - Editoria specializzata - Radio d'epoca - Dischi e CD - Hobbistica - Telefotocamere digitali - Hi-Fi - Parabole e Antenne per Tv Sat - C.B. - Radioamatori - Scambio dell'usato - Surplus

Mostra Astronomia Amatoriale
in collaborazione con: CRAB NEBULA - Tolentino

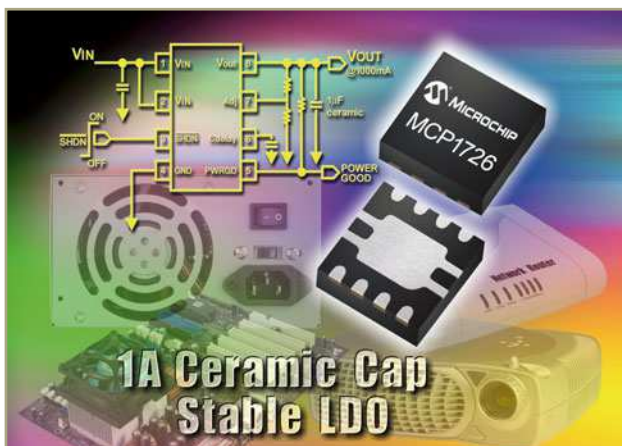
Mostra Protezione Civile

17 - 18 Settembre 2005

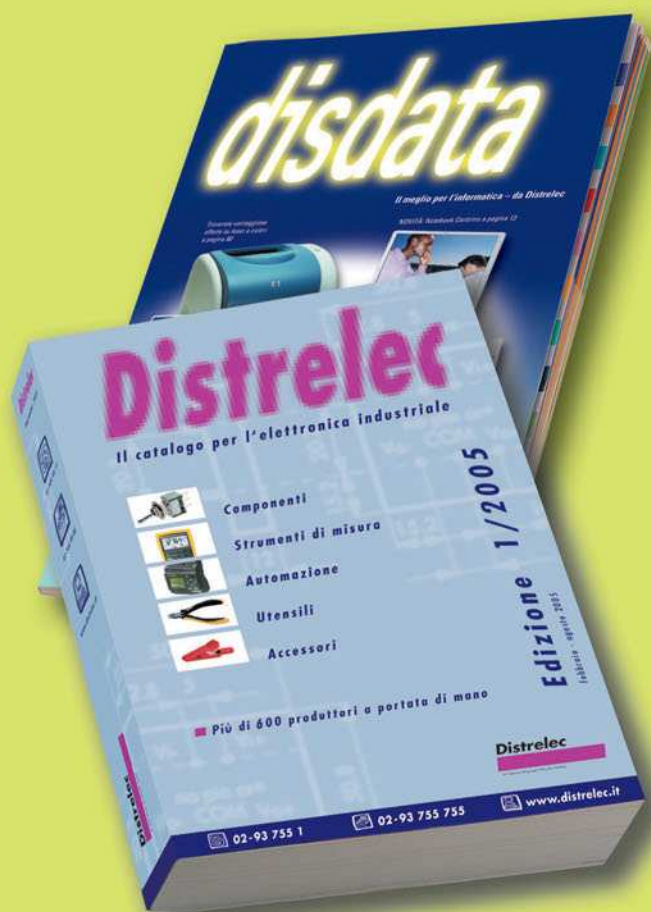
PADIGLIONE UNICO di circa 4.000 Mq coperti

MACERATA - Quartiere Fieristico - Villa Potenza

Orario: 08,30 - 12,30 / 15,00 - 19,30

Informazioni Fiera e Segreteria: 339.3370494

ceramico d'uscita da 1 microfarad, riducendo costi e ingombri su scheda.
Il dispositivo prevede un'uscita "power good" con ritardo programmabile che consente al progettista di definire un ritardo di sistema, garantendo un ulteriore elemento di flessibilità.
Tra le altre caratteristiche si segnalano: una corrente di polarizzazione attiva tipica di 140 microamp per un'efficienza energetica ottimale; una caduta di tensione tipica di 150mV per la massima flessibilità e tolleranza ai guasti: varie opzioni di shutdown e/o reset; package a 8-pin DFN ideali per le applicazioni vincolate dal punto di vista degli ingombri.
Il nuovo LDO MCP1726 è disponibile in campionature e in volumi di produzione in package SOIC e DFN lead-free a 8-pin.

241-04 CYPRESS: IL PRIMO RADIO-ON-A-CHIP A 2.4-GHZ DISPONIBILE IN COMMERCIO DOTATO DI ARRAY MIXED SIGNAL PROGRAMMABILE

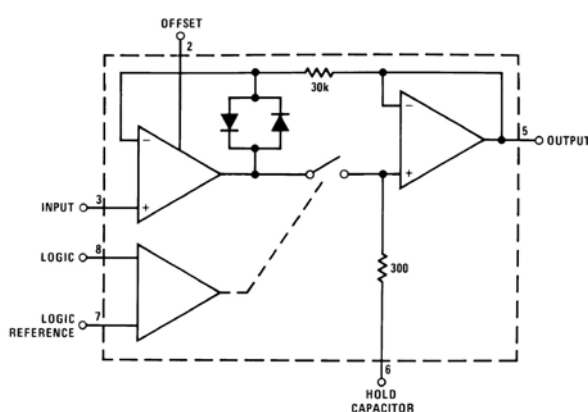
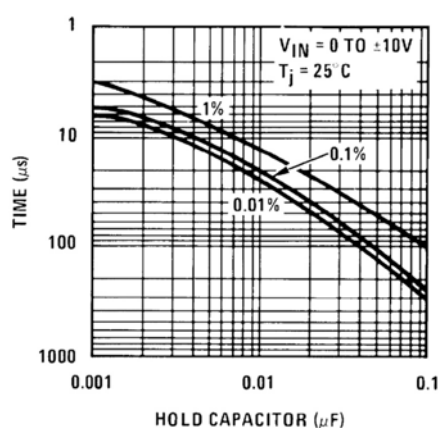
Cypress Semiconductor Corp. annuncia l'introduzione del primo Radio-on-a-Chip a 2.4 GHz al mondo dotato di array mixed signal programmabile.
Il nuovo Programmable Radio-on-a-Chip™ (PRoC™) Cypress integra - all'interno di un unico dispositivo - due delle tecnologie di maggior rilievo della società: WirelessUSB™ e Programmable System-on-Chip™ (PSoC™).
La soluzione permette di sfruttare i vantaggi sia di WirelessUSB sia di PSoC nel contesto di un vasto spettro di applicazioni di tipo consumer, domestico, d'automazione industriale, di trasporto, di sicurezza nonché di tipo mediale e HID (Human Interface Device).
WirelessUSB ha beneficiato di una crescita sostanziale, in particolare nell'area delle applicazioni HID.
Il suo successo è dovuto alla facilità d'uso e d'installazione, al costo contenuto e alla notevole immunità alle interferenze.
I sistemi dotati di WirelessUSB richiedono però la presenza di un array mixed-signal o di un microcontroller per la gestione delle funzioni di controllo o di implementazione dei protocolli.
Al fine di garantire delle soluzioni wireless complete, adatte alle più diverse applicazioni, Cypress offre la linea più vasta di microcontroller USB nonché un ricco portafoglio di array mixed signal PSoC.
Il nuovo dispositivo PRoC è il primo di una linea di dispositivi che combinano la tecnologia WirelessUSB con le soluzioni di controllo Cypress.
PRoC offre l'accesso a un array di soluzioni mixed signal general-purpose con quattro blocchi digitali analogici programmabili e quattro blocchi digitali programmabili, 8K Byte di memoria programma Flash, 512 Byte di memoria dati SRAM e un potente sistema radio Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) a 2.4GHz.
Il tutto è integrato in un compatto package QFN a 48-pin.
La soluzione è progettata per implementare dei sistemi wireless altamente integrati, ad ingombro ridotto e a basso costo, operanti nella banda ISM a 2.4-GHz.

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

Notepad

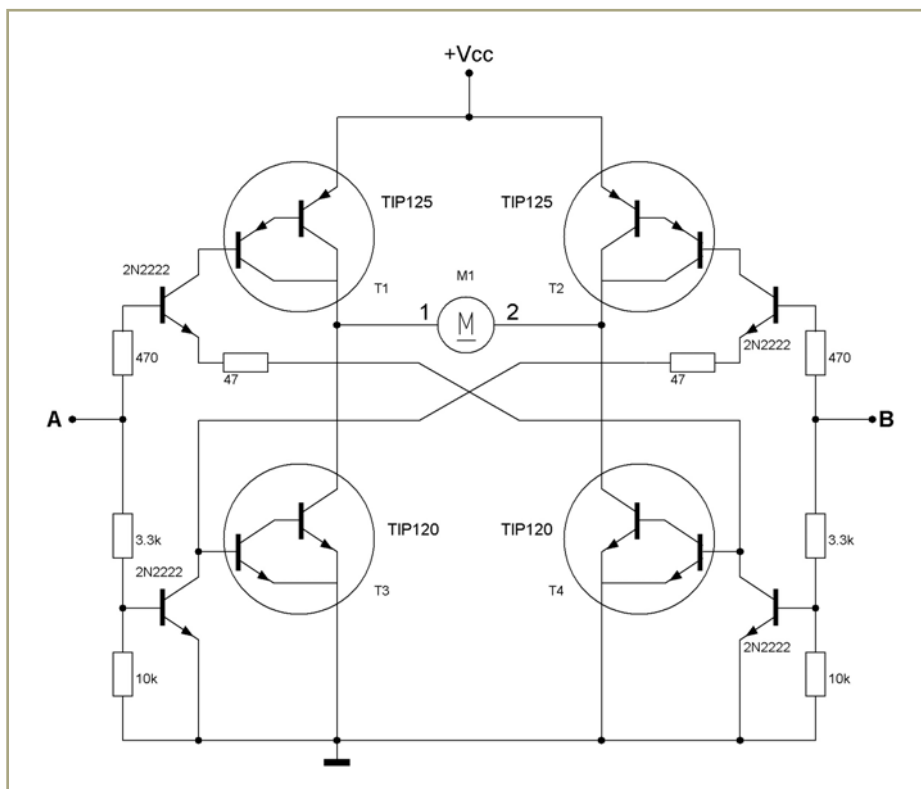
Questa rubrica ha lo scopo di fornire degli schemi applicativi o idee di progetto dei componenti elettronici più interessanti, selezionati per voi dalla redazione. Tutti gli schemi presentati sono elaborazioni di quelli ufficiali proposti dai produttori nella documentazione ufficiale.

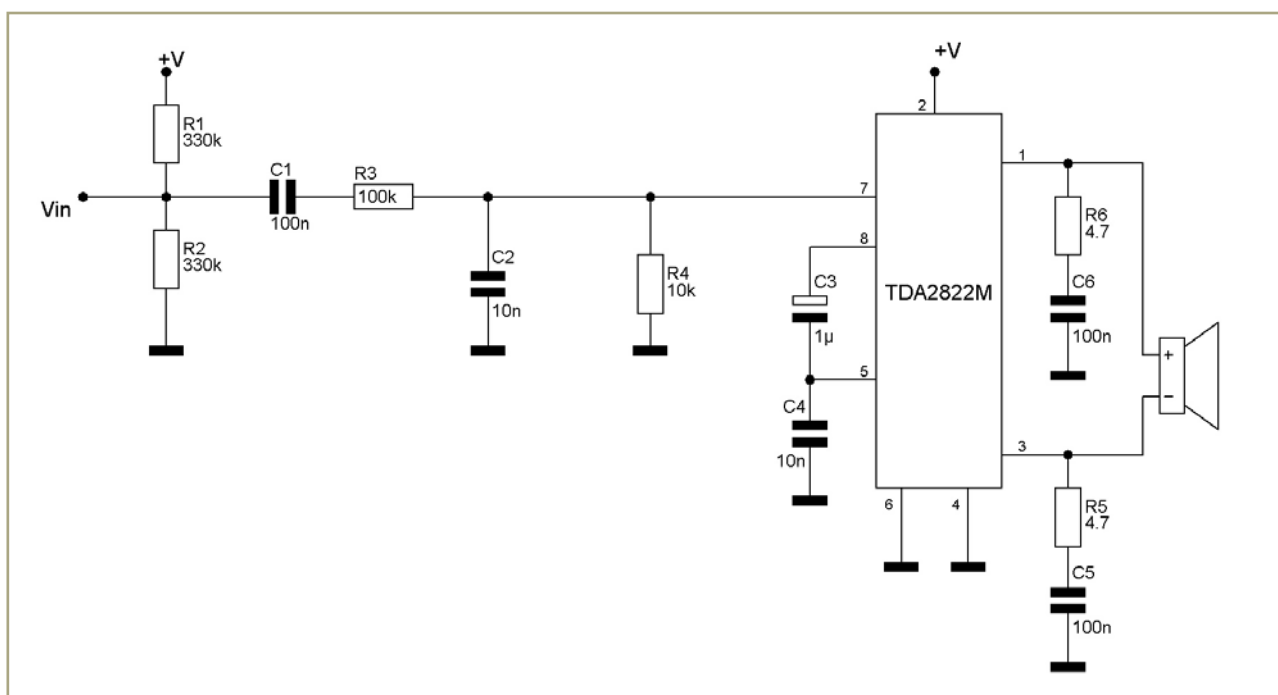
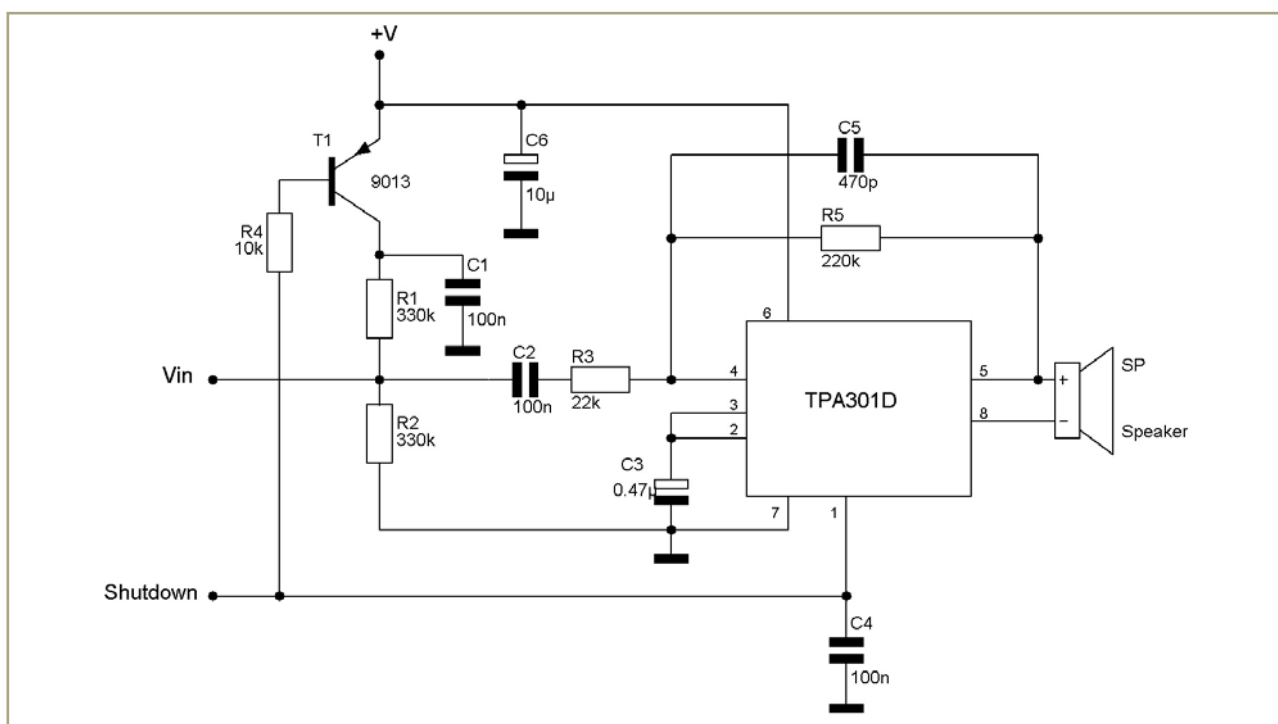
SAMPLE & HOLD

Per sistemi di acquisizione dati e conversone analogico/digitale lo stadio di campionamento è di fondamentale importanza. In figura uno stadio di Sample&Hold realizzato con un LF198 della National Semiconductor.

Nella figura che segue è riportato anche lo schema a blocchi del dispositivo ed il tempo di acquisizione in funzione della capacità Ch di mantenimento. La tensione di alimentazione può variare da ±5V a ±18V.

PONTE-H DA 5A

Il controllo del senso di rotazione di motori in corrente continua, può essere effettuato mediante un circuito a ponte H.

Il circuito proposto in figura impiega quattro Darlington di potenza che permettono la gestione di motori da 100 W.
L'alimentazione dei motori può variare da 6V a 40V.
Gli ingressi A e B possono essere pilotati da un microcontrollore e permettono la gestione del motore: se A e B sono a livello basso il motore risulta disconnesso dall'alimentazione; se A è a livello alto e B a livello basso il terminale 1 del motore risulta a Vcc mentre il terminale 2 a massa, viceversa se A è a livello basso e B a livello alto.
Con A e B a livello basso, entrambi i terminali del motore si trovano connessi a Vcc (motore fermo).

AMPLIFICARE UNA USCITA DAC

Nelle applicazioni di riconoscimento e sintesi vocale si dispone spesso di una uscita DAC (analogica) che deve essere opportunamente amplificata per poter pilotare un altoparlante. Il problema sono solitamente le dimensioni e le tensioni di alimentazione che tipicamente sono di 3,3V. In figura sono riportate due soluzioni: la prima impiega un TDA2822 e riesce ad erogare una potenza di 110mW (RMS) su un carico di 10Ω con alimentazione di 3V; la seconda impiega una TPA301D che è in grado di erogare una potenza di 110mW (RMS) su un carico di 10W con alimentazione di 3V. Il terminale Shutdown se portato a livello alto, consente di entrare in modalità a basso consumo. Con una tensione di alimentazione di 5V le potenze dei due circuiti divengono rispettivamente 400mW e 462mW (le potenze RMS sono calcolate a 1KHz su carico di 10Ω).

FIERA DELL'ELETTRONICA
INFORMATICA
TELEFONIA
RADIOAMATORIALE
HOBBISTICA
RADIO D'EPOCA

AREZZO
(CENTRO AFFARI)
8-9 OTTOBRE '05

ORARIO
SABATO 9.00 - 19.00
DOMENICA 9.00 - 18.30

ORGANIZZAZIONE GEDIT
TEL. 075.5991028-348.3307007
E-MAIL: GEDIT2004@LIBERO.IT

Elettronicando

Il transistore ad effetto di campo è un dispositivo a semiconduttore il cui funzionamento dipende dal controllo operato da un campo elettrico. I transistori ad effetto di campo sono due: i transistori ad effetto di campo a giunzione (JFET) ed i transistori ad effetto di campo a gate isolato (IGFET), noti più comunemente con il nome di transistori metallo-ossido-semiconduttore (MOSFET). In questa puntata faremo una panoramica di questi dispositivi, spiegandone brevemente il funzionamento senza addentrarci in giustificazioni di tipo fisico, evidenziando alcuni parametri caratteristici ed analizzando alcune semplici applicazioni con l'aiuto del simulatore Cadlogix.

IL TRANSISTORE AD EFFETTO DI CAMPO A GIUNZIONE (JFET)

Consideriamo una sbarretta (ad esempio cilindrica) di semiconduttore drogato di tipo n, alle cui estremità siano state applicate due metallizzazioni per creare due contatti (figura 1).

Supponiamo adesso che sulla parte periferica della sbarretta venga depositata un'impurezza di tipo accettore, con drogaggio elevato (p+) (figura 2).

Sulle zone p+ vengono realizzate delle metallizzazioni per ottenere dei contatti elettrici.
La zona n della sbarretta, a contatto con la zona p+ della deposizione successiva, genera una giunzione di tipo pn. Abbiamo già descritto (FE 238 pag. 23) che, in prossimità della giunzione, nasce una zona detta di *svuotamento*, priva di cariche mobili. Tale zona è delimitata nella figura 3 da una linea tratteggiata.

La zona all'interno del semiconduttore non è interessata dalla regione di svuotamento, ed è quindi ricca di cariche mobili; essa prende il nome di canale, e sarà la sede dove avverrà la conduzione del dispositivo.
I due contatti longitudinali prendono il nome di DRAIN e di SOURCE, mentre il contatto che agisce sulla zona p+ si chiama GATE (figura 4).

Figura 1 *Sezione della sbarretta di semiconduttore che ospiterà il JFET*

Ricordando quanto detto a proposito della giunzione pn, sappiamo che la regione di svuotamento aumenta al crescere della tensione di polarizzazione inversa della giunzione (FE 238 pag. 23).
Appare quindi evidente che potremmo aumentare la dimensione della regione di carica spaziale semplicemente applicando una tensione elettrica che renda negativo il terminale di GATE (V_{GG}).

Figura 2 *Sbarretta nella quale sono state ricavate le zone p+*

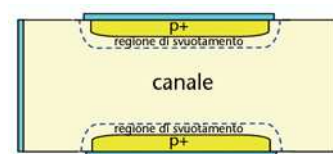



Figura 3 *Nascita della regione di svuotamento all'interno della sbarretta*

Il transistor ad effetto di campo

di Riccardo Nicoletti
r.nicoletti@farelettronica.com

Così facendo andremmo a ridurre l'ampiezza del canale interno al dispositivo (ecco "*l'effetto di campo*" che dà il nome al dispositivo; il "campo" è quello elettrico creato dal gate), diminuendo di conseguenza la zona disponibile per la conduzione.

È chiaro che una tensione applicata nel senso longitudinale (V_{DS}) fa scorrere una corrente tra l'elettrodo di Drain e quello di Source.
Questa corrente si chiama I_D, corrente di drain.

Se la regione di svuotamento venisse aumentata, la zona libera per il flusso di cariche si ridurrebbe ancora, fino al limite di chiudere completamente il canale n del dispositivo (situazione di "pinch-off", dall'inglese "to pinch" = serrare, essere troppo stretto). Questa zona di svuotamento può essere controllata mediante la tensione applicata sull'elettrodo di gate; nel caso di tensione nulla la zona di svuotamento è minima e la conducibilità del canale è massima, viceversa per tensione massima la conducibilità del canale si riduce al valore minimo.
In realtà, per un fissato valore di V_{GS}, l'ampiezza del canale è controllata da V_{DS}.

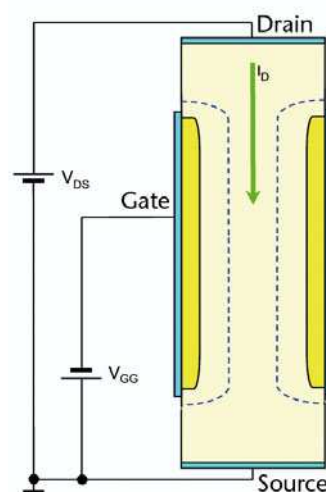



Figura 6 *La corrente I_D nel canale e le tensioni del JFET*

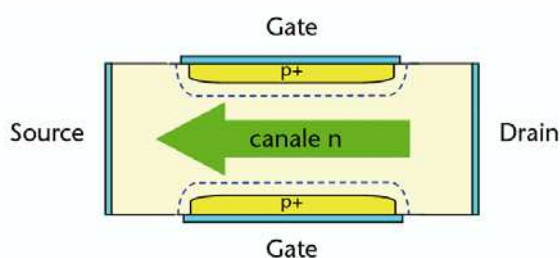



Figura 4 *I terminali del JFET*

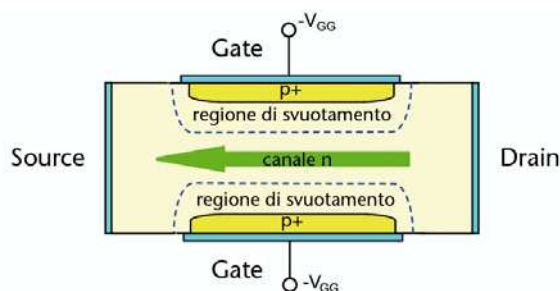



Figura 5 *Una tensione negativa V_{GG} riduce l'ampiezza del canale di conduzione*

Il componente

Il JFET si presenta come un transistor bipolare, disponibile in commercio in contenitori metallici (TO-52) o plastici (TO-92) dei tipi visti per i BJT. È un dispositivo a tre terminali, riconoscibili grazie a dei riferimenti posti sul contenitore (tacca, linguetta o forma semicilindrica).

Source - il Source (S) è l'emettitore del dispositivo, ed è il terminale attraverso il quale gli elettroni entrano nel dispositivo.
Per convenzione la corrente I_S è entrante nel terminale; nell'uso reale del componente la corrente è uscente dal Source.

Drain - il drain (o collettore) è il terminale dal quale gli elettroni lasciano la sbarretta. Convenzionalmente la corrente di drain è indicata con I_D ed è entrante nel terminale.
La tensione tra drain e source è indicata con V_{DS} ed è positiva se il drain si trova ad un potenziale positivo rispetto al source (si veda la figura 6).

Gate - sulle due facce laterali della sbarretta

vengono realizzati due pozzi a drogaggio intenso, di polarità opposta a quella del canale (se il canale è n, i pozzi vengono realizzati con drogaggio p+).
Queste regioni costituiscono il *gate*, o *terminale di controllo*. Tra il gate e il source viene applicata una tensione V_{GS}= - V_{GG} in modo da polarizzare inversamente la giunzione pn formata da gate-canale.

Canale - la regione che rimane tra le due regioni di controllo è il canale del dispositivo, attraverso il quale si muovono i portatori dall'emettitore al collettore.

Dalla struttura mostrata, il dispositivo appare perfettamente simmetrico rispetto ai terminali di Drain e di Source, lasciando pensare che questi siano intercambiabili.
Per motivi costruttivi, tuttavia, la capacità GD è di solito inferiore a quella GS, lasciando quindi preferire il Drain come terminale di uscita.
I simboli grafici sono quelli riportati in figura 7.

Le caratteristiche del JFET

Consideriamo due situazioni:

1. La tensione fra drain e source è nulla, cioè V_{DS}=0; la tensione di gate è negativa, cioè V_{GS}<0. In tal caso la zona di svuotamento, allargata per la presenza di V_{GS}, va ad occupare il canale. Decresce dunque il numero di cariche libere disponibili per la conduzione nel canale, che comunque è nulla poiché V_{DS}=0, quindi I_D=0.
2. Se adesso si applica V_{DS}>0, pur rimanendo V_{GS}<0, si ottiene circolazione di corrente fra D ed S. La zona di svuotamento in questo caso non è più simmetrica, poiché il source è a potenziale nullo, mentre il drain, essendo ad un potenziale positivo, polarizza inversamente in modo forte la giunzione di gate. La zona di svuotamento assume la forma asimmetrica di figura 8.

È facile comprendere che, se si aumenta V_{DS}, la zona di svuotamento dalla parte del Drain può crescere fino a chiudere completamente il canale.
Il valore di V_{DS} per cui si verifica questo, prende il nome di tensione di pinch-off ed è indicata con V_P. Per valori di V_{DS} superiori a V_P, la corrente di drain I_D non aumenta ulteriormente, ma rimane costante.
Da queste considerazioni possiamo comprendere le caratteristiche del dispositivo, riportate in figura 9.

Nella caratteristica di uscita con V_{GS}=0, si possono evidenziare due zone:

1. Il primo tratto, che va da V_{DS}=0 fino a V_{DS}=V_P (ginocchio della curva), delimita la *zona resistiva*, in quanto al crescere della tensione la corrente cresce pressoché linearmente.
2. Il secondo tratto, oltre V_P, definisce la *zona a corrente costante*, in quanto la corrente non aumenta per valori di V_{DS} superiori a V_P.

I datasheet forniscono, per V_{GS} e V_{DS}, dei valori limite oltre i quali il dispositivo può danneggiarsi. I JFET sono molto delicati; vengono forniti in confezioni "antistatiche" perché sono molto sensibili alle cariche elettrostatiche. Se toccassimo un JFET avendo cariche elettrostatiche sulle dita, lo danneggeremmo all'istante.

Ci preme evidenziare, per completezza, che nel tratto a corrente costante, si ricava anche la *caratteristica mutua* che lega la V_{GS} alla I_D per valori di V_{DS} costanti maggiori di V_P (figura 10).
Questa curva è definita dalla relazione

$$I_D = I_{DS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

dove I_{DS} rappresenta la corrente I_D quando V_{GS}=0. Da questa relazione si vede che, se V_{GS}=V_P si ha I_D=0, cioè il JFET si interdice.
Questo si ha per valori V_P=V_{GS}=2-9 V.

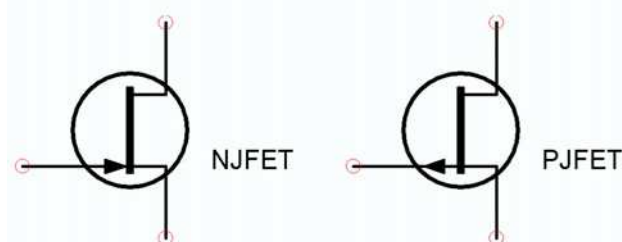



Figura 7 Simbolo grafico del JFET: a canale n (sinistra) e a canale p (destra)

con il patrocinio di

Ministero delle Comunicazioni

Comune di Rimini

Expo Elettronica®

mostra mercato

RIMINI 17•18 settembre 2005 ore 9/18

Palacongressi Riviera di Rimini
(vecchia Fiera) - Via della Fiera, 52
Padiglione G con parcheggio gratuito
(A14, uscita Rimini Sud)

- elettronica • hardware • software
- materiali di consumo • componenti
- ricezione satellitare • surplus
- telefonia • accessori • hobbistica

in concomitanza con

COLLEZIOSA®

Sala Pose con Modelle

Servizio gratuito!!
Per essere sempre aggiornati sulle fiere di elettronica visitate il sito www.blunautilus.it e iscrivetevi a newsletter.

4° TORNEO di VIDEOGIOCHI

Unreal Tournament 2004

Rif. FARE ELETTRONICA

per informazioni: **BLU NAUTILUS srl tel. 0541 439573 • www.blunautilus.it**

Per ottenere un INGRESSO RIDOTTO scarica il biglietto dal sito www.blunautilus.it o presenta questa inserzione alla cassa

Alcune caratteristiche fondamentali

Quando si utilizza un BJT e quando un JFET?
Il JFET presenta alcune caratteristiche che lo differenziano dal BJT:

1. Per quanto riguarda la tecnologia, il JFET è più semplice da realizzare ed occupa spazi minori.
2. Non assorbe corrente in ingresso, e questo ha come conseguenza una elevata impedenza di ingresso, dell'ordine del megaohm; questa è forse la caratteristica più importante!
3. È meno rumoroso di un BJT.
4. Presenta caratteristiche eccellenti per funzionare come interruttore.
5. Per ultimo, evidenziamo anche il fatto che, a differenza del BJT, il JFET è un dispositivo unipolare; questo gli conferisce doti di velocità per applicazioni di tipo switching.

Figura 8 *Forma asimmetrica della zona di svuotamento con $V_{GS}<0$ e $V_{DS}>0$.*

Non è però tutto oro quello che luccica, una brutta notizia deve pur esserci… Il principale svantaggio sta nel prodotto amplificazione per larghezza di banda, relativamente basso rispetto a quello di un BJT. Beh, possiamo accontentarci!

Il JFET come amplificatore

Il JFET viene normalmente utilizzato in qualità di amplificatore, prelevando tra Drain e Source un segnale amplificato, derivante da una forma d'onda fornita tra Gate e Source. Essendo la giunzione GS polarizzata inversamente, questo avviene senza assorbimento di corrente.

Non si ottengono in genere elevati valori di amplificazione, ma si utilizza molto il JFET nello stadio di ingresso di una catena amplificatrice. Questo perché si sfrutta la sua dote migliore: la sua elevata impedenza di ingresso, che non carica la sorgente di segnale. Questo pregio ne consente anche l'uso come stadio separatore (buffer).
Agli stadi con BJT viene lasciato il compito di effettuare la vera e propria amplificazione (figura 11).

Si definiscono un paio di parametri, ricavabili dai datasheet dei dispositivi, particolarmente utili per valutare le caratteristiche di amplificazione degli stadi realizzati con JFET. Nel sito della rivista troverete alcuni datasheet di comuni JFET di tipo generico (BF245 e 2N3819).

Si definisce una *resistenza differenziale di drain r_d*, valutata come il rapporto tra la variazione di V_{DS} (ΔV_{DS}) e la variazione di I_D (ΔI_D), quando V_{GS} rimane costante. È un parametro che di solito vale qualche decina di kohm.

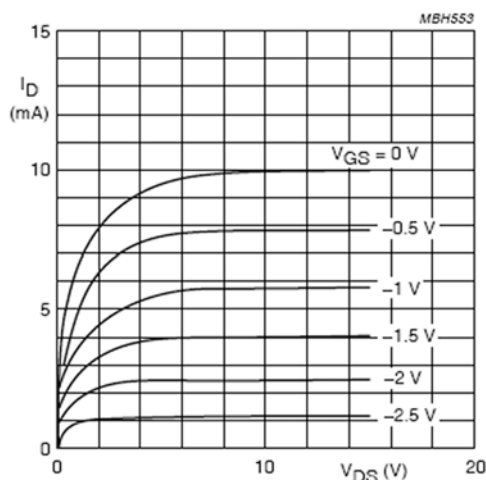



Figura 9 *Caratteristica di uscita del JFET BF245B (Philips Semiconductors)*

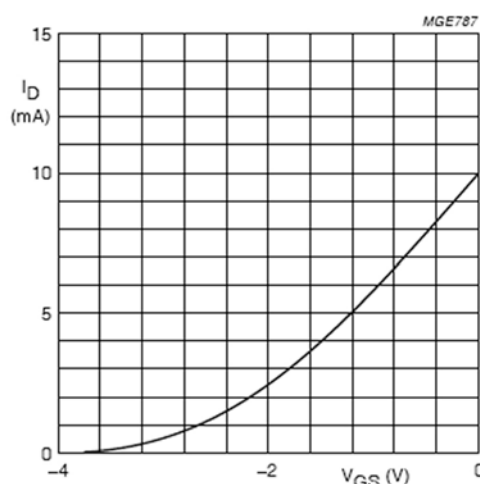



Figura 10 *Caratteristica mutua del JFET BF245B (Philips Semiconductors) per V_{DS}=15V*

Dalla caratteristica mutua, quindi solo se $V_{DS}>V_P$, si ricava la *transconduttanza* g_m, definita come il rapporto tra la variazione di I_D e la variazione di V_{GS} se V_{DS} rimane costante. I suoi valori sono dell'ordine dei mA/V.

Un semplice amplificatore a JFET

La scelta del punto di lavoro, ed il conseguente dimensionamento dei componenti per polarizzare un JFET in uno stadio amplificatore, si effettua basandosi su considerazioni del tutto simili a quelle viste per i transistori a giunzione bipolari. Tali considerazioni riguardano l'amplificazione di tensione, l'escursione della tensione di uscita, la distorsione del segnale e la dissipazione di potenza.
Essendo analogo il procedimento di progetto, ci permettiamo di tralasciarlo in questa sede lasciando ai Lettori il compito di divertirsi a realizzare semplici stadi di cui presentiamo alcune configurazioni.

La configurazione di figura 12, in analogia con quanto visto per il BJT, prende il nome di configurazione a "Source comune".

Le indicazioni principali da considerare nel progettare la rete di polarizzazione del JFET sono due: la tensione V_{GS} deve essere scelta in modo tale da polarizzare inversamente la giunzione gate-source, con un valore compatibile con quelli riportati nel datasheet del componente; la tensione V_{DS} viene scelta, compatibilmente con il valore massimo ammissibile, generalmente uguale a $V_{DD}/2$.
Nell'esempio di Figura 12 si utilizza un JFET 2N3819 a canale n, avente in ingresso una forma d'onda sinusoidale di ampiezza V_M=0.25V e frequenza f=100 Hz. La batteria V_{GG} polarizza

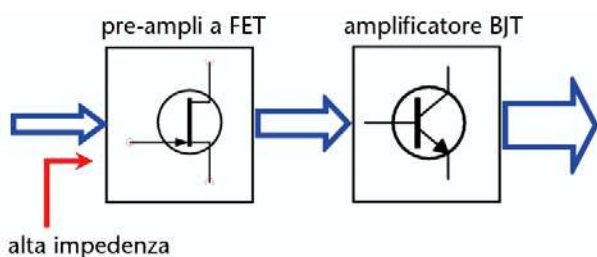



Figura 11 *Il JFET viene spesso usato come stadio pre-amplificatore*

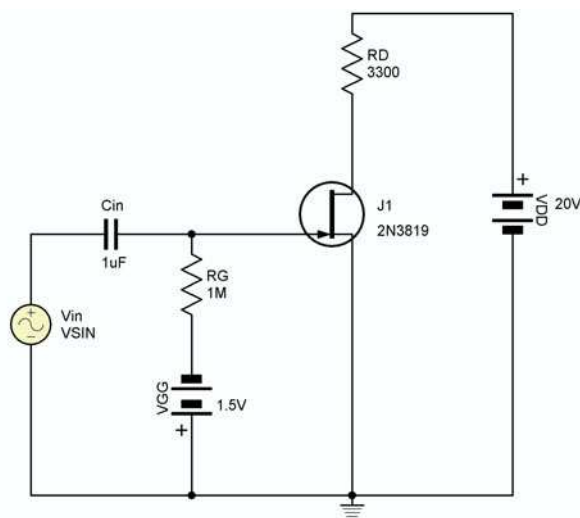



Figura 12 *Un semplice esempio di amplificatore con JFET a source comune*

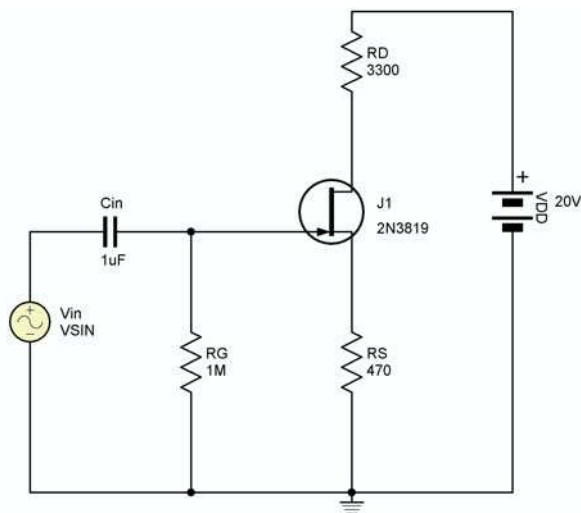



Figura 13 *Amplificatore con autopolarizzazione sul gate*

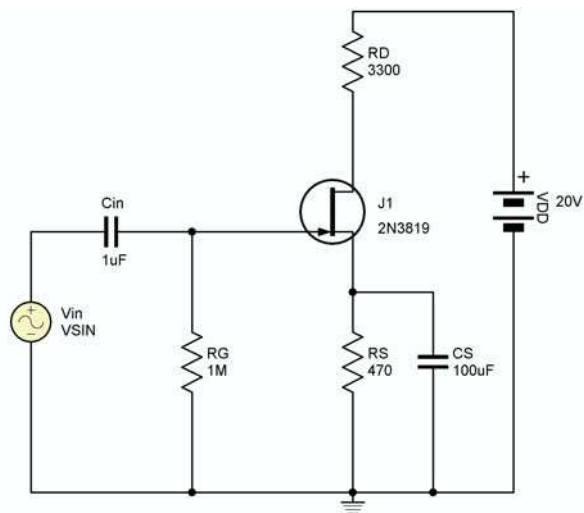



Figura 14 *Il condensatore CS realizza la configurazione a source comune*

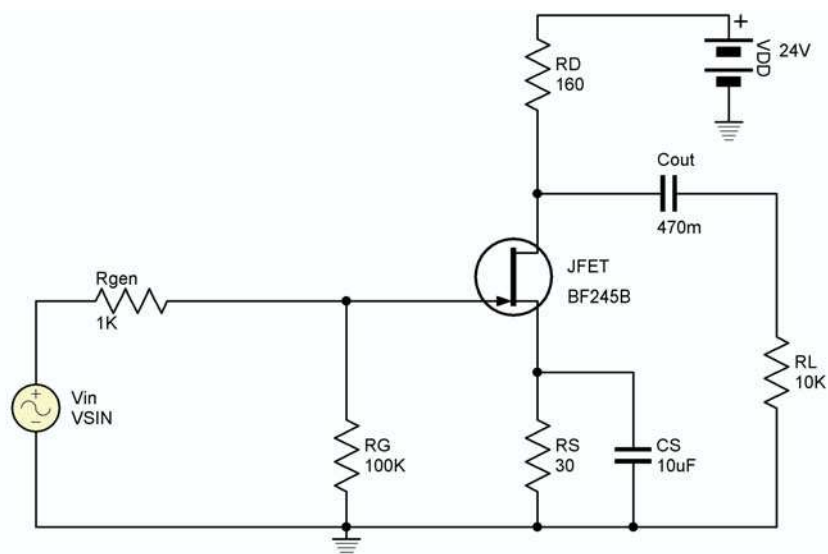



Figura 15 *Amplificatore a source comune con JFET BF245B*

opportunamente il gate. Si noti il terminale di source connesso a massa. L'uscita viene presa sul terminale di drain.
Il circuito di figura 12 può essere modificato, ricorrendo ad una rete di autopolarizzazione; la tensione negativa tra gate e source può essere ottenuta ponendo il terminale di source ad un potenziale superiore rispetto a quello del gate tramite l'uso di un resistore R_S (figura 13) di valore elevato, solitamente compreso tra 100kΩ e 1MΩ.

In questa configurazione occorre però inserire una capacità sul terminale di source, in modo che esso sia a massa per quanto riguarda il segnale (figura 14).

L'amplificatore a source comune di figura 15 utilizza un JFET BF245B ed è stato simulato con Cadlogix. L'uscita dell'amplificatore è presa su una resistenza di carico R_L=10 kΩ.

In figura 16 è riportata la simulazione effettuata con Cadlogix. La forma d'onda superiore è il segnale di ingresso, mentre quella inferiore è l'uscita prelevata su R_L.

Il guadagno in tensione dello stadio si può valutare, con buona approssimazione, con la formula:

$$A_V = -g_m \times (r_d // R_D // R_L) \times \frac{R_G}{R_{gen} + R_G}$$

I valori della transconduttanza g_m e della resistenza differenziale di drain r_d si ricavano dal datasheet del dispositivo.

Altre configurazioni

Oltre a quella a source comune, esistono altre configurazioni per gli amplificatori a JFET, in stretta analogia con quelle viste per i BJT.

La configurazione "*common drain*" a drain comune prevede l'ingresso del segnale sul gate, ma l'uscita è sul source. Questa configurazione non amplifica, e viene quindi usata come stadio separatore; il segnale prelevato sul source non risulta sfasato rispetto a quello in ingresso.

La configurazione "*common gate*" a gate comune prevede l'ingresso del segnale sul source e l'uscita sul drain. L'amplificazione in questo caso è inferiore a quella della configurazione "source comune" ed il segnale di uscita non presenta sfasamento.

Configurazione	Source comune	Drain comune	Gate comune
Amplificazione di tensione	Elevata	Nulla	Media
Amplificazione di corrente	Media	media	Nulla
Amplificazione di potenza	Elevata	Bassa	Bassa
Impedenza di ingresso	Media	Alta	Bassa
Impedenza di uscita	Alta	Bassa	Alta

IL MOSFET

È sempre un Transistore ad Effetto di campo, ma l'elettrodo di Gate è separato dal Silicio da uno strato di ossido di Silicio (SiO_2) isolante. Il nome significa infatti Metal-Oxide-Semiconductor

circuiti stampati in 24 ore

garantiamo il tempo di consegna: 24 ore o i circuiti sono gratis

Potrete scegliere tra singola e doppia faccia con foro metallizzato. Con solder e serigrafie per uno stampato di alta qualità o solo piste stagnate per un prototipo a basso costo.

Prezzi a partire da* € 14,38 (doppia faccia foro metallizzato 7,50x7,50 cm) e da € 9,13 (singola faccia 7,50x7,50 cm) per FR4 1,6 mm con rame 35 µm, tutti comprensivi di attrezzatura.

Nessuna limitazione sul numero dei fori, sul numero degli utensili (diametri) e sul tipo di scontornatura (anche tondeggiante).

Distanza minima tra le piste e pista minima 8 mils (0,20 mm).

PREVENTIVO ANONIMO, GRATUITO ED IMMEDIATO con il nostro calcolatore online.

visita il nostro sito per il dettaglio delle note tecniche

www.mdsrl.it

millennium dataware srl parco scientifico e tecnologico
15050 rivalta scrivia - tortona (al)
tel. 0131 860.254 fax 0131 860157 info@mdsrl.it

* i prezzi si intendono iva esclusa e calcolati sul singolo pezzo - ordine minimo 2 pezzi

FET, cioè "MOSFET".
La sua struttura, semplificata, è riportata in figura 17. È formato da un substrato di Silicio debolmente drogato di tipo p, se il dispositivo è a canale n (o viceversa), nel quale sono ricavati due "pozzi" fortemente drogati di tipo n (se il dispositivo è a canale n) che rappresentano il Drain e il Source.
Viene depositato uno strato di ossido sul quale poi viene realizzato l'elettrodo di Alluminio di Gate.
Può anche essere disponibile un quarto elettrodo (B=bulk) per consentire di accedere al substrato, altrimenti connesso al Source.
Come si intuisce dalla sua realizzazione, il MOSFET possiede una impedenza di ingresso molto elevata (dell'ordine di 10^{15} Ω) dovuta al particolare elettrodo di gate che, grazie allo strato di ossido, si comporta come una capacità di valore di pochi pF.
Il dispositivo è quindi controllabile in tensione ed è molto sensibile a piccole quantità di carica elettrica, caratteristica questa che lo rende manipolabile solo con estrema cautela e con i dovuti accorgimenti.

Figura 16 *Simulazione dell'amplificatore con Cadlogix - si noti lo sfasamento tra segnale di uscita e di ingresso*

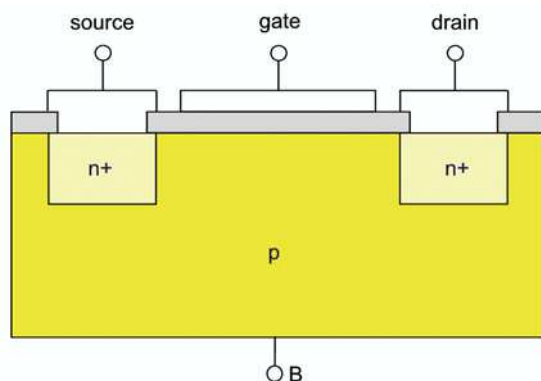



Figura 17 *Struttura semplificata di un MOSFET*

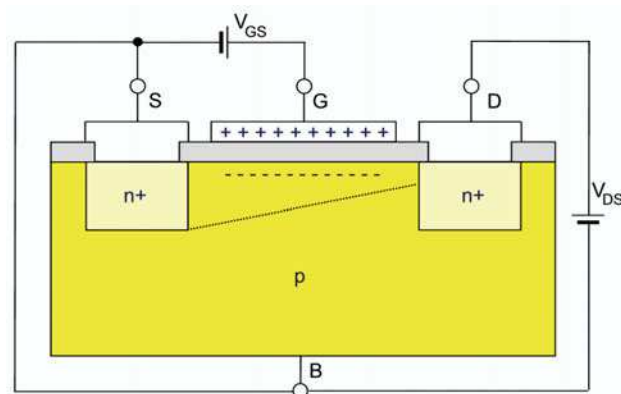



Figura 18 *Polarizzazione di un MOSFET a riempimento (a canale n)*

Il MOSFET è disponibile in due versioni: a *riempimento* (MOSFET ENHANCEMENT) o a *svuotamento* (MOSFET DEPLETION).

Il MOSFET a riempimento (enhancement)

Questo tipo di transistor è sostanzialmente quello riportato in figura 17. In questo tipo di dispositivo il canale viene creato quando viene applicata una tensione V_{GS} all'elettrodo di Gate. Riferiamoci alla figura 18.
Se si applica una tensione V_{GS} con le polarità di figura, sull'elettrodo di Gate si affacciano delle cariche positive e, per induzione elettrostatica, delle cariche negative vengono richiamate nella parte di substrato adiacente all'ossido. Ricordate che la struttura Gate-ossido-substrato è in tutto e per tutto una capacità.
Queste cariche negative che si addensano in questa zona del substrato pongono in comunicazione i due pozzi n+ creando un canale con cariche mobili disponibili per la conduzione.
Il canale si forma quindi per *"riempimento"*.
L'applicazione di una tensione V_{DS} rende possibile lo scorrimento di una corrente I_D.
Si tenga presente che, se si aumenta V_{GS}, aumentano le cariche richiamate nel canale e quindi anche la corrente I_D.

Figura 19 *Simboli grafici per il MOSFET enhancement, a canale n e a canale p*

Per le sue caratteristiche il dispositivo è molto simile ad un BJT di tipo npn.
I simboli grafici del MOSFET a riempimento sono riportati in figura 19.
Le caratteristiche del dispositivo sono riportate in figura 20.

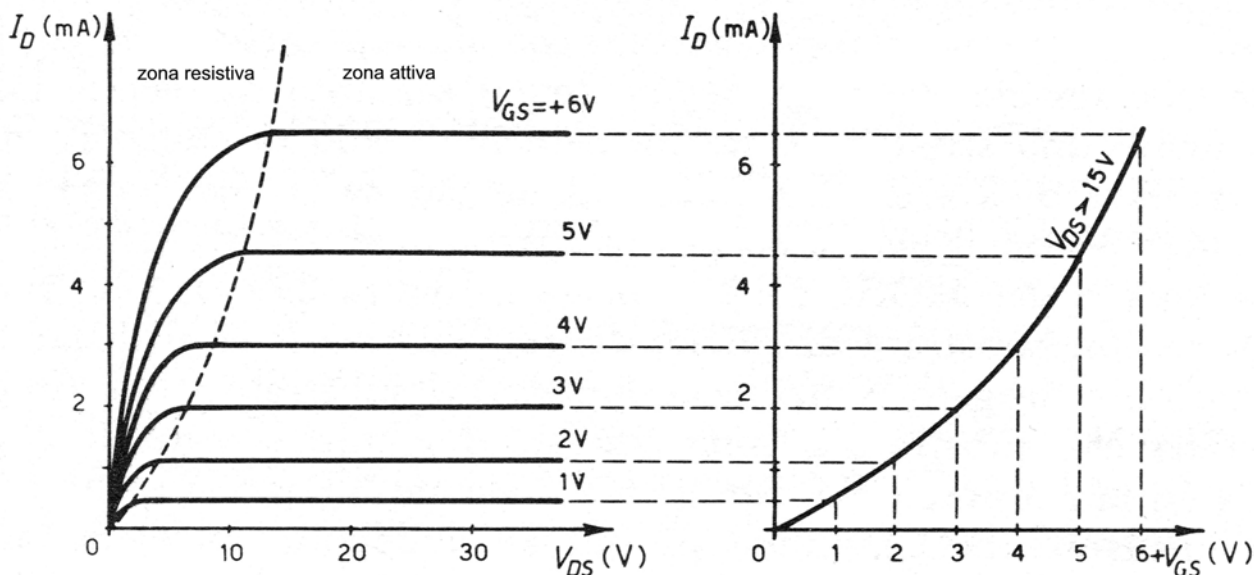



Figura 20 *Caratteristiche di uscita e caratteristica mutua di un MOSFET enhancement*

CadLogix2004
Programma per la progettazione e la simulazione dei circuiti elettronici.
Cerchi un Software per i tuoi progetti?
SOFTWARE E DOCUMENTAZIONE IN ITALIANO.
EDUCATION LICENSE
Condizioni particolari sono riservate a Docenti Scuole e Università.
Un completo ambiente di progettazione che integra:
Un completo CAD 2D multilayer e multifoglio.
Un editor per la realizzazione e la gestione dei file di libreria.
Un editor multilayer e multifoglio per la realizzazione di schemi elettrici.
Un potente simulatore interattivo in standard SPICE per l'analisi di circuiti analogici e misti con componenti sia analogici che digitali.
Un veloce simulatore interattivo per l'analisi di circuiti digitali.
Una libreria con oltre 20000 tra simboli e componenti comprendenti numerosi oggetti animati (display, pulsanti, strumenti di misura, oscilloscopio ecc.)
Un completo linguaggio per la programmazione di macro.
Un sistema di sviluppo integrato per la realizzazione di nuovi modelli per il simulatore.
La versione Trial è disponibile per il download
info@alterlogix.com
www.alterlogix.com

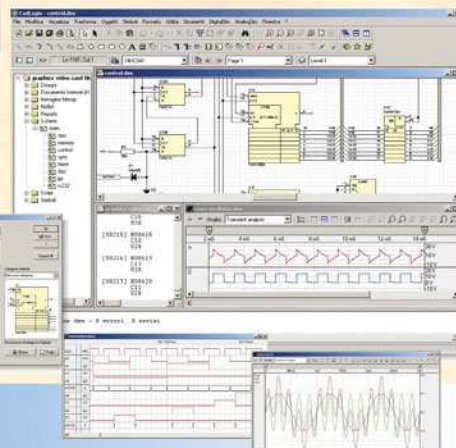
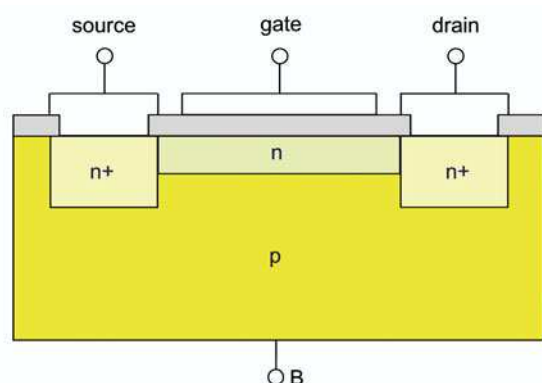



Figura 21 *Struttura interna di un MOSFET depletion; si noti la presenza del canale*

Nel sito della rivista sono disponibili alcuni datasheet in formato pdf di MOSFET enhancement di tipo generico (VN0104 della Supertex Inc., BSS83 della Philips).

Il MOSFET a svuotamento (depletion)

Nel dispositivo *"a svuotamento"* un canale viene appositamente costruito nel substrato. Nel nostro caso in figura 21 riportiamo un canale n. In questa situazione è ovvio che il dispositivo è capace di condurre anche con $V_{GS}=0$ in quanto non occorre creare il canale poiché già presente. La tensione V_{GS} può inoltre essere sia positiva che negativa. Se il gate viene reso positivo rispetto al substrato, tutto avviene come nel caso del MOSFET enhancement (cioè il canale si arricchisce), se invece il gate viene reso negativo esso richiama cariche positive, riducendo il canale e quindi la conduzione.

Appare quindi evidente che questo tipo di MOSFET può funzionare anche in modalità enhancement (vedi figura 22).

Il simbolo del MOSFET depletion è quello mostrato in figura 23.

Alcune considerazioni

I dispositivi MOS sono largamente impiegati in circuiti digitali, come le porte logiche ed i registri. I circuiti MOSFET, a causa delle capacità parassite tra gate e drain e tra il gate e il source si dimostrano più lenti dei corrispondenti circuiti bipolari. Tuttavia, in applicazioni dove non si richiedano velocità particolarmente elevate, i dispositivi MOS sono preferibili per la loro bassa dissipazione di potenza e l'elevata densità con cui si possono integrare. Il consumo di potenza viene ulteriormente ridotto con la realizzazione di circuiti *MOS complementari* (CMOS) in cui un dispositivo a canale n viene utilizzato in combinazione con un dispositivo a canale p.

ALCUNE SEMPLICI APPLICAZIONI

MOSFET come interruttore

Riprendete in mano il numero scorso della Rivista e guardate il nostro esempio di Figura 29. Avevamo realizzato un comando per relé utilizzando un BJT.

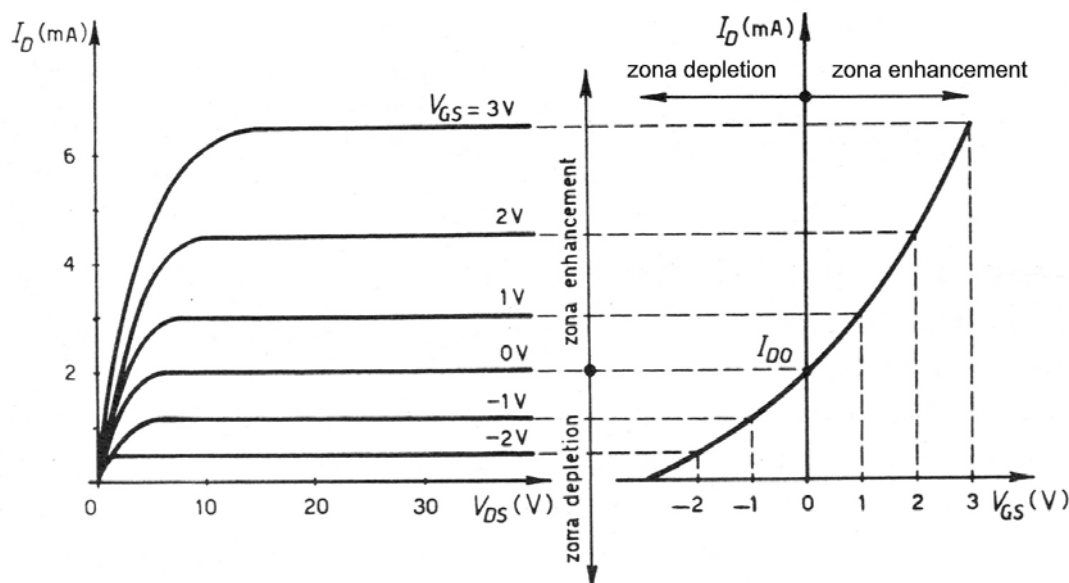



Figura 22 *Caratteristiche (di uscita e mutua) di un MOSFET depletion a canale n - si noti la possibilità che ha il dispositivo di funzionare anche in modalità a riempimento*

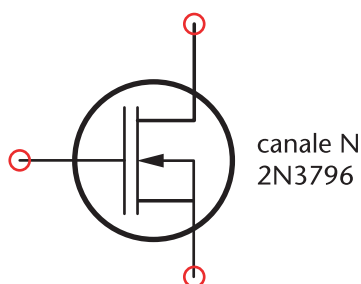



Figura 23 *Simbolo grafico per un MOSFET depletion a canale n*

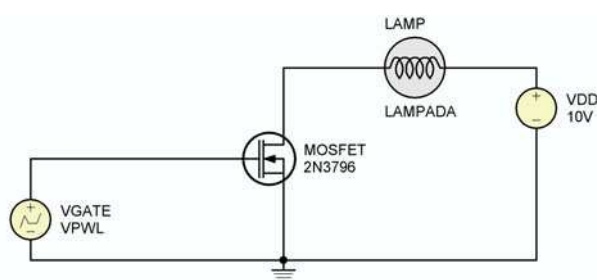



Figura 24 *Un MOSFET depletion a canale n comanda l'accensione di una lampadina*

Il circuito con FET è più semplice del rispettivo a BJT: non dobbiamo preoccuparci in questo caso della minima corrente di base da erogare per far condurre il transistor, e non dobbiamo nemmeno considerare la massima potenza dissipabile. Il FET non assorbe corrente di gate e quindi non dissipa potenza.
Il FET, portato in conduzione, possiede una bassissima resistenza di uscita (tipicamente inferiore a 0.2 Ω) del tutto trascurabile rispetto alla resistenza del carico.

In figura 24 utilizziamo un MOSFET depletion a canale n per comandare l'accensione di una lampadina. Il gate è comandato da un impulso di ampiezza 10V, che porta in conduzione il FET accendendo la lampadina. In figura 25 riportiamo le due forme d'onda (VGATE, I_D).

Figura 25 *Simulazione dell'esempio di figura 24*

Switch analogico

In molte applicazioni può essere utile realizzare un interruttore analogico, del tipo riportato in figura 26.

Un terminale di ingresso viene connesso ad un terminale di uscita in conseguenza dell'applicazione di un comando su un terminale di controllo. Praticamente l'interruttore viene chiuso durante l'applicazione di un impulso sul terminale di controllo (figura 27). Quando il controllo viene rimosso, l'interruttore si apre di nuovo.

Questo dispositivo è utilizzato, ad esempio, nei dispositivi campionatori "sample & hold", oppure come elemento di controllo negli alimentatori switching (si vedano a proposito le importanti ed approfondite considerazioni di Romano Bernarducci, FE 234 pag. 29).

Un dispositivo del genere può essere realizzato con un MOSFET enhancement a canale n. Quando il gate è polarizzato inversamente il FET non conduce e il circuito è aperto; quando il gate viene polarizzato direttamente il circuito viene chiuso ed il segnale presente in ingresso può ritrovarsi in uscita (sul carico R_L).

Nel nostro esempio in ingresso è presente una sinusoide di ampiezza 1V; il comando che agisce sul gate è un impulso rettangolare di

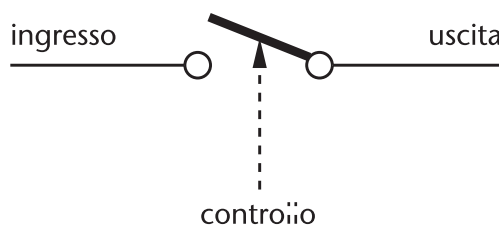



Figura 26 *Uno switch analogico*

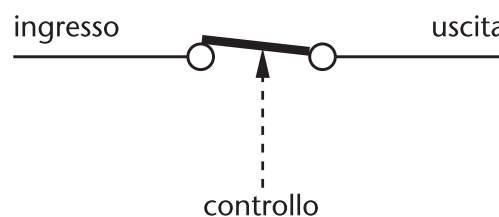



Figura 27 *L'interruttore si chiude in presenza dell'impulso sul terminale di controllo*

ampiezza 15V; in corrispondenza dell'impulso la sinusoide si ritrova sul carico (figura 29).

Un dispositivo del genere non può essere realizzato con dispositivi bipolari. Il comportamento delle giunzioni base-emettitore e base-collettore dei BJT impediscono di ottenere funzionamenti soddisfacenti.

In generale, i circuiti che si realizzano con BJT si possono pensare anche con FET. Non è che i FET siano sempre preferibili: a volte lo sono e a volte no! È bene comunque considerarli sempre un'alternativa.
Con i FET si possono realizzare stadi buffer separatori (dove la bassa impedenza di ingresso limita l'uso dei BJT), switch analogici, logiche digitali (i MOSFET dominano nei microprocessori e nelle logiche a bassissimo consumo!), interruttori di potenza, generatori di corrente.
Dispositivi FET si usano inoltre per oscillatori, amplificatori (per stadi di ingresso), regolatori di tensione e circuiti a radio-frequenza.

COMMENTO ALL' ESERCIZIO PER I LETTORI DELLA SESTA PARTE

L'amplificatore ad emettitore comune proposto in figura 32 contiene un errore nel progetto del punto di lavoro del BJT, essendo questo in zona di interdizione. Col simulatore si ricava infatti V_{BE}= 519.32 mV ed I_C=11.39 μA. Occorre aumentare R_2 e diminuire R_1 affinché il BJT si porti in zona attiva. Già con R_1= 10 kΩ ed R_2=680Ω le cose migliorano, avendo V_{BE}=726.15 mV ed I_C=18.87 mA. Col simulatore si notano miglioramenti concreti per quanto riguarda l' amplificazione dello stadio.

PROSSIMA PUNTATA

Nella prossima puntata ci occuperemo dell'Amplificatore Operazionale. Senza togliere nulla al bellissimo speciale realizzato dall'amico Nico Grilloni (dal quale attingeremo!), ci divertiremo con Cadlogix a simulare alcune semplici configurazioni.

Bibliografia

1. J. Millman, C. C. Halkias – "**Microelettronica**", Ed. Boringhieri, 1978, Torino.
2. M. Gasparini, D. Mirri – "**Dispositivi e circuiti elettronici**", Vol. I, III ed., Ed. Calderini, Bologna, 1983.
3. P. Horowitz, W. Hill – "**The Art of Electronics**", Cambridge University Press, II ed., 1989.
4. R. Giometti, F. Frascari – "**Elettrotecnica Elettronica Radiotecnica**", Vol. I, II ed. Ed. Calderini, Bologna, 1977.
5. Una spiegazione interattiva del funzionamento del JFET: http://www-g.eng.cam.ac.uk/mmg/teaching/linearcircuits/jfet.html
6. Una interessante simulazione con Pspice: http://www2.eng.cam.ac.uk/~dmh/ptialcd/simulation.htm
7. Per i data-sheet Philips Semiconductor: www.semiconductors.philips.com

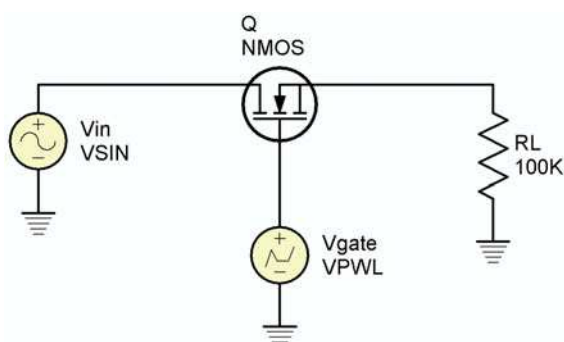



Figura 28 *Schema di uno switch analogico realizzato con MOSFET*

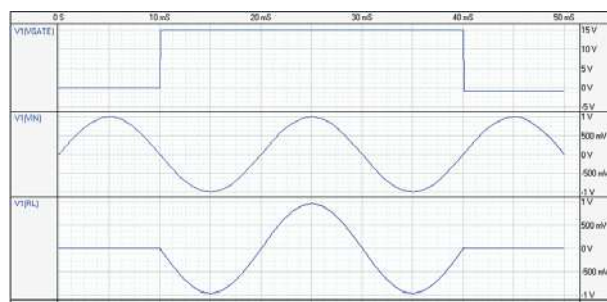



Figura 29 *Simulazione dello switch analogico con Cadlogix - La prima forma d'onda è l'impulso di gate, la seconda è l'ingresso e la terza è l'uscita*

Ricevitori GPS

Ricevitore GPS con interfaccia Bluetooth

Ricevitore ad altissime prestazioni basato sul chipset SiRFStar III a 20 canali. Grazie alla batteria ricaricabile di elevata capacità (1700 mAh), questo dispositivo presenta un'autonomia di oltre 15 ore. Confezione completa di caricabatteria da rete e da auto con presa accendisigari. Compatibile con qualsiasi dispositivo Bluetooth. Portata di circa 10 metri.

BT338 - Euro 226,00

Ricevitore GPS con Bluetooth

Ricevitore GPS dotato di interfaccia Bluetooth utilizzabile su computer palmare PocketPC, Smart Phone, Tablet PC e Notebook in grado di supportare tale tecnologia. La presenza dell'interfaccia Bluetooth consente di impiegare il dispositivo con la totale assenza dei cavi di collegamento rendendolo estremamente facile da posizionare durante l'utilizzo e consentendo una ricezione GPS ottimale. L'apparecchio viene fornito con batterie ricaricabili che permettono un utilizzo continuativo di circa 8 ore (10 ore in modalità a basso consumo 'Trickle Power Mode').

GPS308 - Euro 199,00

GPS con supporto PDA

Integra in un comodo ed elegante supporto veicolare per PDA un ricevitore GPS con antenna. Dispone inoltre di altoparlanti con controllo di volume indipendente che consentono di ascoltare più chiaramente le indicazioni dei sistemi di navigazione con indicazione vocale. Può essere utilizzato con i più diffusi software di navigazione. La connessione mediante presa accendisigari assicura sia l'alimentazione del GPS che la ricarica del palmare.

GH101 - Euro 162,00

GPS con connettore PS2 per palmari

Ricevitore GPS da esterno che può essere collegato al notebook tramite seriale o USB, o ad un palmare mediante cavetto dedicato. L'uscita standard NMEA183 lo rendono compatibile con tutte le più comuni applicazioni di navigazione e cartografia con supporto GPS sia per Windows che per Pocket PC. Il ricevitore trae alimentazione dalla presa accendisigari nel caso di connessione alla porta I/O di dispositivi Palmari, dalla porta PS2 nel caso di connessione alla porta seriale RS232 dei notebook oppure direttamente dalla porta USB.

BR305 - Euro 98,00

GPS con interfaccia SD ad antenna attiva

Piccolissimo GPS con antenna integrata e connessione SDIO. Il ricevitore dispone anche di una presa d'antenna alla quale possono essere collegate antenne supplementari per migliorare la qualità di ricezione. Nella confezione, oltre al ricevitore GPS SDIO con antenna integrata, sono incluse due antenne supplementari, una da esterno con supporto magnetico e cavo di 3 metri, e l'altra più piccola da interno. Il ricevitore SD501 garantisce ottime prestazioni in termini di assorbimento e durata delle batterie del palmare.

SD501 - Euro 162,00

GPS con connettore Compact Flash

Consente di trasformare il vostro Palmare Pocket PC o il vostro computer portatile munito di adeguato software in una potente stazione di Navigazione Satellitare. I dati ricevuti possono essere elaborati da tutti i più diffusi software di navigazione e di localizzazione grazie all'impiego del protocollo standard NMEA183. Tramite un adattatore Compact Flash/PCMCIA può essere utilizzato anche su Notebook. Il ricevitore dispone di antenna integrata con presa per antenna esterna (la confezione comprende anche un'antenna supplementare con supporto magnetico e cavo di 3 metri). L'antenna esterna consente di migliorare la qualità della ricezione nei casi in cui il Palmare non può essere utilizzato a "cielo aperto" ,come ad esempio in auto. Software di installazione e manuale d'uso inclusi nella confezione.

BC307 - Euro 138,00

GPS miniatura USB

Ricevitore GPS miniaturizzato con antenna incorporata. Dispone di un connettore standard USB da cui preleva anche l'alimentazione con uscita USB. Completo di driver attraverso i quali viene creata una porta seriale virtuale che lo rende compatibile con la maggior parte dei software cartografici.

GPS910U - Euro 98,00

GPS miniatura seriale

Ricevitore GPS miniaturizzato con antenna incorporata. Studiato per un collegamento al PC, dispone di connettore seriale a 9 poli e MiniDIN PS/2 passante da cui preleva l'alimentazione.

GPS910 - Euro 98,00

GPS a tenuta stagna per imbarcazioni

Ricevitore GPS estremamente compatto ed impermeabile adatto per essere utilizzato in tutte quelle situazioni ove è richiesta una buona resistenza alle intemperie, come ad esempio sulle imbarcazioni, su velivoli, veicoli industriali, ecc. Incorpora il nuovissimo chipset GPS SiRFStar III a 20 canali che ne fa un dispositivo supersensibile e di grande autonomia. Dispone di un cavo lungo 4,5 metri che permette di collegarlo con facilità ad un computer o PDA. Possibilità di interfacciamento con dispositivi USB / RS232 tramite adattatori dedicati (non inclusi).

MR350 - Euro 152,00

Antenna attiva GPS

Piccolissima ed economica antenna attiva GPS ad elevato guadagno munita di base magnetica. Può funzionare in abbinamento a qualsiasi ricevitore GPS dal quale preleva la tensione di alimentazione.

GPS901 - Euro 18,50

Tutti i prezzi si intendono IVA inclusa.

Maggiori informazioni ed acquisti on-line sul sito www.futuranet.it

Richiedi il catalogo aggiornato di tutti i nostri prodotti!

FUTURA ELETTRONICA
Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax. 0331/778112

Intelligenza artificiale

In questa puntata verrà descritta la realizzazione di un sistema che utilizza una rete neurale per apprendere e tentare di riprodurre dei comportamenti e delle abitudini dell'utente, basandosi semplicemente su delle osservazioni. Verrà anche presentato e commentato il codice usato per implementare la rete neurale.

DESCRIZIONE DEL PROBLEMA

Supponiamo di volere realizzare un termostato intelligente per il controllo della temperatura all'interno di un'abitazione. Il sistema dovrebbe agire automaticamente sull'impianto di riscaldamento o di raffreddamento in modo da massimizzare il benessere ed il comfort degli abitanti della casa. Apparentemente questo è un compito abbastanza semplice, e si potrebbe ricondurre ad impostare manualmente i due termostati che regolano l'accensione dei due impianti. In realtà queste regolazioni "statiche" si rivelerebbero insoddisfacenti nella maggior parte dei casi, perché non tengono conto di alcuni particolari come la percezione soggettiva di benessere degli utenti, le loro abitudini, e la dipendenza di queste da eventuali fattori esterni. Una ulteriore complicazione è data dal fatto che le condizioni che massimizzano il comfort di solito non sono note neanche agli utenti stessi, che si limitano normalmente a regolare la temperatura iterativamente in base alle proprie percezioni. Un sistema tradizionale necessiterebbe quindi di continue regolazioni per ottenere buoni risultati.
Un controllo più efficiente dovrebbe invece imparare quali sono le regolazioni più opportune in ogni situazione (osservando il comportamento degli utenti) e metterle in pratica automaticamente. Il sistema dovrebbe imparare ad esempio che di solito quando fuori c'è "freddo", e la casa non è sufficientemente "calda" (questi termini vanno intesi in senso soggettivo), accendiamo il riscaldamento all'ora in cui torniamo dal lavoro. Oppure che quando fuori c'è molto caldo preferiamo avere una temperatura inferiore di un paio di gradi a quella che ci soddisfa in condizioni normali. Un modo semplice ed elegante di risolvere questo tipo di problema può essere quello di utilizzare una rete neurale.

SCELTA DELLA RETE NEURALE

Scegliere la rete più adatta per una determinata applicazione non è banale, non esiste infatti una soluzione unica o ottimale, esistono al contrario molte possibilità più o meno adatte alle varie situazioni ed alle caratteristiche che si vogliono ottenere (ciascuna delle quali spesso va valutata sperimentalmente!).
In questo caso, considerando lo scopo "didattico" dell'articolo, le nostre scelte saranno guidate da un criterio di semplicità più che di ottimizzazione delle prestazioni. Iniziamo col chiederci quanti e quali debbano essere gli ingressi e le uscite della rete neurale. Le grandezze che ci interessa osservare, e che quindi potrebbero costituire gli ingressi della rete, sono principalmente 3: la temperatura interna della casa, la temperatura esterna, e l'ora del giorno. Le uscite invece dovrebbero essere due, una relativa all'attivazione dell'impianto di riscaldamento, l'altra per quello di raffreddamento. Supponiamo che queste uscite siano utilizzate come segnali digitali (cioè vadano interpretate soltanto come "acceso" o "spento"); al contra-

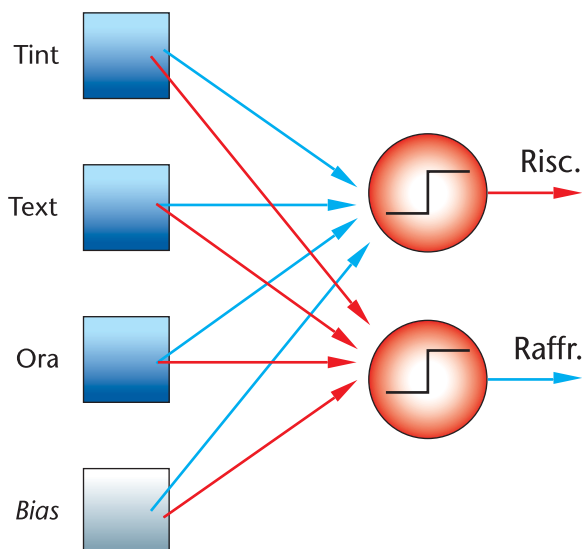
Apprendimento basato su reti neurali

di Antonio Di Stefano
a.distefano@farelettronica.com

rio gli ingressi vanno chiaramente considerati come grandezze analogiche, comprese in un determinato intervallo. Più in dettaglio possiamo pensare di associare ad ogni grandezza di ingresso un valore ad 8 bit (un byte, cioè un numero compreso tra –128 e 127). Non è necessario usare particolari scale o unità di misura, l'unico requisito è che ci sia una certa proporzionalità tra il valore numerico usato come ingresso e la grandezza che rappresenta. Ad esempio nel caso delle temperature, il valore "-128" potrebbe significare –20°C, mentre "90" potrebbe significare 50°C.
Per rappresentare l'ora invece il numero fornito in ingresso rappresenta uno dei possibili 256 valori in cui possiamo suddividere le 24 ore. L'intervallo minimo rappresentabile è quindi di circa 24h/256 = 5,6 minuti. Per fare un esempio: "-128" potrebbe indicare mezza notte, quindi "0" le 12:00AM, e "+1" le 12:05 circa.
Per semplificare al massimo l'implementazione possiamo scegliere di utilizzare come rete neurale una "rete di percettroni" (figura 1). Come spiegato nelle scorse puntate questo tipo di rete è composta da un numero di neuroni uguale al numero delle uscite, disposti in un unico strato, e che condividono gli stessi ingressi. Questa rete come già detto ha delle discrete prestazioni per problemi semplici, e soprattutto non necessita dell'algoritmo di *back-propagation* per essere addestrata (come verrà spiegato in seguito però questa semplificazione avrà qualche conseguenza sulle capacità di apprendere della rete).
L'ultima scelta da effettuare riguarda la funzione di attivazione: dal momento che abbiamo bisogno di uscite "digitali", possiamo utilizzare una funzione di attivazione a gradino.

Figura 1 Rete di percettroni

IMPLEMENTAZIONE

In base alle scelte fatte l'implementazione della rete risulta particolarmente semplice. Il codice che verrà mostrato di seguito è stato scritto in Basic per facilitarne il più possibile la comprensione e renderlo particolarmente sintetico ed indipendente dalla macchina sul quale verrà eseguito.
Tuttavia visto il particolare tipo di applicazione la struttura del programma è stata pensata per potere essere facilmente tradotta in C o assembler e per potere essere implementata senza problemi su un generico microcontrollore ad 8 bit. Per questo motivo non si sono utilizzati tipi in virgola mobile per rappresentare le varie grandezze della rete, come avviene comunemente, ma soltanto tipi interi ad 8 e 16 bit.
L'adozione di tipi interi (soprattutto così piccoli), comporta un leggero peggioramento delle prestazioni della rete, però d'altro canto semplifica molto la sua realizzazione.
Più in dettaglio, dal momento che i calcoli da eseguire necessitano sia di numeri positivi che negativi, tutti i valori saranno considerati come numeri con segno rappresentati in complemento a 2. Questo significa che i valori ad 8 bit esprimono un numero compreso tra –128 e

127, mentre quelli a 16 bit rappresentano numeri compresi tra –32768 e 32767.

Variabili utilizzate

Le principali variabili utilizzate per implementare la rete neurale sono dichiarate nelle seguenti righe di codice:

```
Dim inp(3) As Byte
Dim w1(3) As Byte
Dim w2(3) As Byte
Dim wtmp as integer
Dim i1 As Integer
Dim i2 As Integer
Dim a1 As Byte
Dim a2 As Byte
```

La funzione svolta da ciascuna di queste variabili è mostrata in figura 2. La variabile *inp()* è un array di 4 elementi ad 8 bit, ed è utilizzata per memorizzare il valore degli ingressi della rete. Oltre ai tre ingressi descritti prima, viene utilizzato un quarto ingresso come *bias*, a cui verrà assegnato un valore costante (16 in questo caso). Le variabili *w1()* e *w2()*, anch'esse array di 4 elementi da 8 bit, sono utilizzate per memorizzare i pesi relativi ai 4 ingressi del primo e del secondo neurone rispettivamente. Le variabili *wtmp*, *i1* ed *i2* vengono impiegate come accumulatori durante il calcolo dell'uscita dei neuroni e l'aggiornamento dei

Figura 2 Impiego delle variabili nella rete

pesi. Dal momento che in questi calcoli occorre manipolare numeri più grandi di quelli rappresentabili da un byte, queste variabili sono state dichiarate come *Integer*, cioè numeri interi a 16 bit. Infine le uscite della rete (ossia il valore di attivazione dei due neuroni) sono rappresentate da *a1* ed *a2*.

Inizializzazione dei pesi

La prima operazione da compiere all'avvio del programma è l'inizializzazione dei pesi con dei valori casuali. Il codice che esegue questa operazione è il seguente:

```
' *** Inizializzazione pesi ***
For j = 0 To 3
  w1(j) = 255 * Rnd - 128
  w2(j) = 255 * Rnd - 128
Next
```

Ai pesi viene assegnato un valore casuale compreso tra –127 e 127. Questa operazione non è affatto critica e non richiede nessuna precauzione particolare. Si potrebbe utilizzare anche un range meno esteso (ad esempio –32 / +32), ed una distribuzione di probabilità diversa da quella uniforme (tipica della funzione Rnd). La rete potrebbe funzionerebbe ugualmente anche inizializzando i pesi con dei valori costanti, tuttavia l'uso di un elemento casuale può aiutare a superare casi "patologici" che si possono verificare nella fase di apprendimento.

Calcolo delle uscite

Per il funzionamento "in avanti" della rete, cioè per calcolare il valore delle uscite a partire dagli ingressi, come visto nelle scorse puntate si utilizzano le seguenti formule (rispettivamente per il calcolo della somma pesata degli ingressi e del valore dell'attivazione):

$$I_n = W_{n1}*i_1 + W_{n2}*i_2 + W_{n3}*i_3 + W_{nb}*i_b$$
$$a_n = g(I_n)$$

che possono essere implementate con la seguente routine:

```
' *** Calcolo uscite ***
i1 = 0
i2 = 0
```

SISTEMI PER LA COMUNICAZIONE DATI, PROGETTAZIONE ELETTRONICA E RICONOSCIMENTO VOCALE

DEVICE NETWORKING

Sistemi per la conversione da Seriale a Ethernet. Versioni su modulo per applicazioni embedded, su scheda open frame ideali per gli integratori, e versioni esterne boxate implementabili in qualsiasi apparecchiatura dotata di porta RS232. Diverse caratteristiche tecniche offerte da una gamma di prodotti completa ed efficace anche dal punto di vista economico. Soluzioni a partire da €19.

BLUETOOTH

Convertitori da seriale a Bluetooth. Versioni su modulo per applicazioni embedded con diverse soluzioni tecniche orientate all'ottenimento di un prodotto finale ottimizzato come dimensioni e prestazioni.
Disponibilità di dongle esterni collegabili direttamente alla porta RS232 delle apparecchiature o PLC per connessioni wireless "PLUG & PLAY", ideale per il machine to machine.

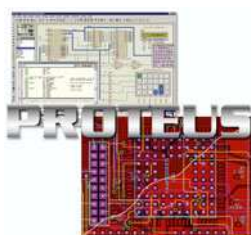
RICONOSCIMENTO E SINTESI VOCALE

Chip e sistemi per il riconoscimento e la sintesi vocale. Disponibili starter kit e sistemi di sviluppo ottimali per lo sviluppo di applicazioni con le nuove tecnologie a riconoscimento vocale senza grossi investimenti iniziali.

INTERFACCE USB E PCI

Circuiti integrati per l'implementazione di interfacce USB e PCI all'interno delle proprie schede. Disponibilità gratuita di tutto il supporto software (driver) necessario per la gestione della porta USB sotto i sistemi Windows.

SISTEMI DI SVILUPPO PER PICmicro

Evaluation board, programmatori, in circuit debuggers, compilatori C, Basic e Pascal. Tutti prodotti best seller sia per un impiego educational, hobbistico ma anche professionale.

labcenter Electronics

CAE / CAD

PROTEUS, pacchetto software per la stesura degli schemi, simulazione e sbroglio dei circuiti. Suite completa ed efficiente, unica nel suo genere a fornire la simulazione del circuito in modalità mixed-mode con simulazione contemporanea del microcontrollore.

Per informazioni: Tel. **+39 0266504794** / **+39 0266504755** - Fax **+39 0266508225** - Http://**www.netwaves.it** - Email: **info@netwaves.it**

```
For j = 0 To 3
  i1 = i1 + w1(j) * inp(j) / 128
  i2 = i2 + w2(j) * inp(j) / 128
Next
a1 = 64 * Sgn(i1)
a2 = 64 * Sgn(i2)
```

Le variabili *i1* ed *i2* sono utilizzate per calcolare la somma pesata degli ingressi relativa ai due neuroni. Dal momento che queste variabili sono ampie soltanto 16 bit, per evitare degli overflow viene accumulata soltanto una parte del prodotto degli ingressi per i rispettivi pesi. Questo si ottiene grazie alla divisione per 128 del prodotto (che equivale a considerare soltanto gli 8 bit più significativi).

Dal punto di vista aritmetico questa operazione equivale ad utilizzare un valore approssimato del risultato. Se necessario (e conveniente dal punto di vista implementativo) si può anche utilizzare un fattore di divisione meno grande, per limitare la perdita di precisione.
Una volta calcolata la somma pesata degli ingressi, occorre calcolare il valore assunto dalla funzione d'attivazione dei due neuroni. Dal momento che abbiano scelto la funzione di attivazione a gradino questa operazione risulta particolarmente semplice: basta verificare se il valore di i1 ed i2 sia sopra o sotto una certa soglia. Per ragioni di simmetria in questo caso si è assunta una soglia pari al valore 0; quindi l'attivazione avrà un valore "alto" quando le somme pesate hanno un valore positivo, e "basso" altrimenti. Questo confronto è stato implementato usando la funzione "segno" del Basic, che restituisce un valore pari a +1 o –1 a seconda del segno dell'argomento. Rispetto alle tradizionali uscite a gradino in questo caso si ha un valore simmetrico rispetto allo zero, che può valere +64 o –64. Sono stati scelti questi valori perché la loro distanza (considerando gli 8 bit a disposizione) è 127 in entrambe le direzioni. Per lo stesso motivo si sarebbe potuto scegliere anche un intervallo asimmetrico tipo 0 – 127.
Una piccola nota a proposito dell'ingresso di *bias*, che appare nella formula riportata prima, e che corrispondente alla variabile *inp(0)*: è stato assegnato ad esso il valore costante 16, anziché il più tradizionale 1, per accelerare la convergenza del peso associato.

Aggiornamento dei pesi

Per aggiornare i pesi durante la fase di addestramento, nel caso delle reti di percettroni, come già visto si utilizza la seguente formula:

$$W_{ij} = W_{ij} + \alpha * i_j * E_i$$

Che può essere implementata con la seguente routine:

```
' *** Aggiornamento pesi ***
For j = 0 To 3
  wtmp = w1(j) + inp(j) * (t1 - a1) / 256
  If wtmp > 127 Then w1(j) = 127
  If wtmp < -128 Then w1(j) = -128
  w1(j) = wtmp

  wtmp = w2(j) + inp(j) * (t2 - a2) / 256
  If wtmp > 127 Then w2(j) = 127
  If wtmp < -128 Then w2(j) = -128
  W2(j) = wtmp
Next
```

La routine è quasi l'esatta traduzione della formula vista prima, con qualche piccolo adattamento. L'errore è calcolato come la differenza tra l'uscita attesa (*t1* e *t2*), e l'uscita attuale *a1* ed *a2*. Il coefficiente di *learning rate* α è inglobato nel fattore di divisione 256, che è utilizzato anche per evitare gli overflow come spiegato prima. In questo caso il *learning* rate è stato scelto pari a 0.5 (cioè 1/2*1/128=1/256). È possibile utilizzare fattori di divisione più grandi (che corrispondono a *learning* rate più piccoli) se si vuole ottenere un addestramento più accurato, che sarà però proporzionalmente più lento.
Dal momento che i pesi sono aggiornati con un meccanismo iterativo, e sono rappresentati da variabili ampie solo 8 bit, esiste la possibilità che si verifichi un overflow in seguito ad un aggiornamento. Per evitarlo si è utilizzata una variabile temporanea (*wtmp*) a 16 bit per calcolare il risultato, ed un controllo per limitare il valore al range consentito (si esegue in pratica un "*hard clipping*").

Struttura del programma

Per gestire la rete ed ottenere il funzionamento voluto occorre utilizzare in modo opportuno le routine viste prima. La struttura di un possibile

programma che svolge questo compito è mostrata in figura 3. Al primo avvio i pesi devono essere inizializzati con dei valori casuali. Invocare questa funzione equivale ad una specie di "reset" della rete, che ha come conseguenza quella di farle dimenticare tutto quello che aveva eventualmente imparato. Prima che la centralina possa funzionare autonomamente occorre eseguire la fase di addestramento, e quindi aspettare che sia fornito un numero adeguato di esempi. Superata questa fase sarà possibile fare funzionare autonomamente la centralina, utilizzando le successive impostazioni manuali come ulteriori esempi. In questo modo se le abitudini dell'utente cambiano nel tempo la rete le seguirà. Per evitare di perdere quanto appreso dalla rete in caso di spegnimento della centralina o riavvio del programma, è possibile salvare i pesi aggiornati in una memoria non volatile.

ADDESTRAMENTO DELLA RETE

Come già detto nelle scorse puntate l'addestramento è una delle fasi più delicate nell'uso di una rete neurale. Se il set di esempi forniti non è adeguato, o gli esempi non vengono forniti nel modo giusto la rete potrebbe non imparare affatto. In questo caso il problema è meno complesso, in quanto è abbastanza chiaro sia cosa deve imparare la rete, sia quali possono essere gli esempi più rappresentativi. Chiaramente gli esempi da sottoporre alla rete saranno costituiti dai comandi manuali impartiti dall'utente all'impianto di regolazione della temperatura (uscite), e le condizioni in cui questi si sono verificati (ingressi). Esistono però diverse possibilità per quanto riguarda la loro presentazione alla rete. Una prima possibilità è quella di presentare alla rete un esempio in corrispondenza di ogni comando manuale.
Questo metodo funziona abbastanza bene dal momento gli esempi che si succedono sono in ugual misura comandi di accensione e spegnimento.
Una seconda possibilità è quella di fare campionare al programma ad intervalli regolari le condizioni dell'impianto, ed utilizzare questi dati come esempi. Questo metodo risente di più dell'uso che viene fatto dell'impianto nel tempo. Ad esempio se non ci sono cambiamenti di stato per molto tempo la rete tenderà a "dimenticare" quello che aveva imparato (questo comunque in qualche modo rispecchia il comportamento dell'utente). Una terza possibilità è quella di collezionare storicamente degli esempi (in base al primo o al secondo metodo), e di mostrarli alla rete di tanto in tanto. Questo metodo unisce in qualche modo le caratteristiche dei precedenti.

LIMITAZIONI DELLA RETE

Come accennato prima, il fatto di avere scelto una rete di percettroni, sprovvista quindi di neuroni nascosti, ha delle conseguenze sulle capacità di imparare delle rete stessa, e quindi sui risultati che si possono ottenere. Come è stato spiegato in uno degli scorsi articoli i semplici percettroni possono imparare soltanto funzioni "linearmente separabili". Per capire cosa significa questo ricorriamo ad un esempio. Immaginiamo che la nostra rete sia dotata solo dei due ingres-

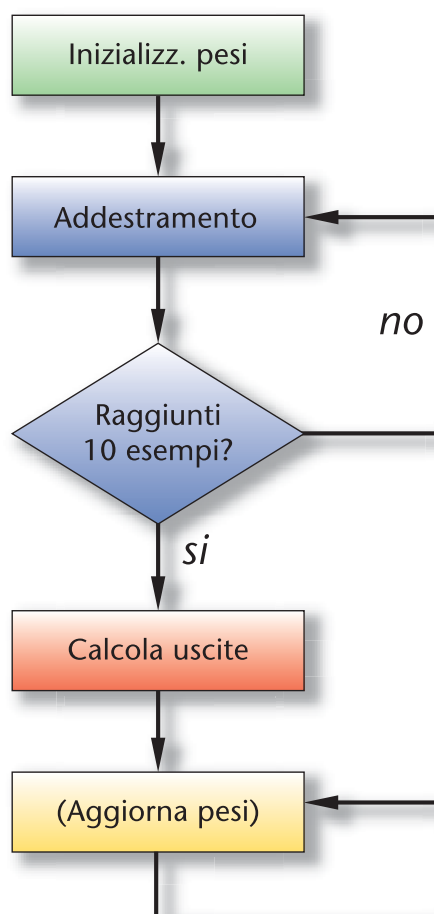



Figura 3 *Struttura del programma*

si relativi alla temperatura interna ed esterna. Ogni esempio che forniamo alla rete può essere rappresentato come un punto su un piano che ha per assi le due temperature (figura 4). La limitazione che ci troviamo ad avere è che i punti in cui l'uscita del neurone deve essere "alta" possono essere separati da quelli in cui l'uscita deve essere "bassa" soltanto da una linea retta (quindi lo spazio viene diviso semplicemente in due parti). Se questa condizione non è verificata la rete non riuscirà ad imparare correttamente gli esempi che le stiamo mostrando, riuscirà solamente ad approssimarli.
Per superare questa limitazione occorrerebbe utilizzare una rete di tipo "percettrone multi livello", e quindi l'algoritmo di *back-propagation*.

CONSIGLI ED AVVERTENZE

Riuscire a fare funzionare a dovere una rete neurale NON è un'impresa semplicissima: molte scelte non possono essere fatte sulla base di metodi esatti, ma al contrario richiedono una certa dose di esperienza e comunque molti tentativi. Se poi si vogliono usare delle tecniche di implementazioni particolari, come l'uso dell'aritmetica intera, allora diventa tutto ancora più complesso e delicato. Una delle maggiori difficoltà di solito è rappresentata dal fatto che in caso di malfunzionamento è difficile capire quale sia la causa del problema (errori nel codice, nella scelta degli esempi, nel metodo di addestramento…).

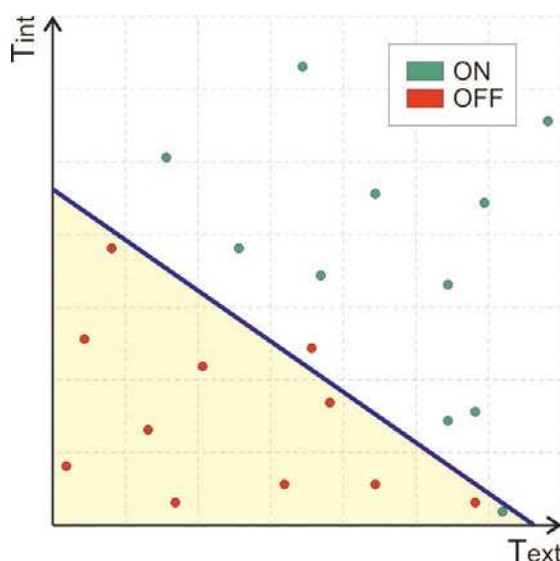



Figura 4 *Rappresentazione dell'uscita in funzione degli ingressi*

Un consiglio utile all'inizio per testare il codice può essere quello di assicurarsi che la rete riesca ad imparare un solo esempio (quindi un valore costante in ingresso e uscita), e successivamente a fornire una uscita uguale ad uno degli ingressi (o ad una loro combinazione lineare). Tutte le reti implementate correttamente devono riuscire a superare questi due test senza problemi. Per chi volesse provare ad implementare la rete e l'applicazione presentata, può essere utile considerarne dapprima una versione semplificata. Ad esempio risulta molto più semplice testare una rete dotata di un solo neurone e dei soli ingressi relativi alle due temperature (più l'ingresso di *bias*). Per avere qualche dato di riferimento può essere utile sapere che questa versione semplificata della rete ha appreso correttamente un training set composto da 32 esempi (di cui 16 mostravano un uscita alta e 16 bassa), ciascun dei quali era composto da una coppia (abbastanza "realistica") di temperature espressa in gradi centigradi, e dal valore dell'uscita corrispondente (–64 o 64). Per l'addestramento sono stati mostrati alla rete un centinaio di esempi, scelti a caso tra i 32. La rete ha iniziato a fornire valori corretti già dopo qualche decina di esempi.
A tal proposito va ricordato che le reti neurali imparano sempre con un certo grado di approssimazione, quindi non bisogna aspettarsi necessariamente una perfetta riproduzione del training set, e a maggior ragione non si possono neanche fare delle assunzioni precise sul comportamento della rete in presenza di ingressi che non erano presenti nel training set. Visualizzare gli ingressi e le uscite su un diagramma simile a quello mostrato in figura 4 può essere molto utile a capire sia se il training set soddisfa (approssimativamente) la condizione di separabilità lineare, sia se dopo l'addestramento la rete riesce a classificare bene gli ingressi in base alla loro appartenenza (o vicinanza) alle zone individuate durante l'addestramento.

CONCLUSIONI

Nella prossima puntata verrà presentata un'altra applicazione, questa volta legata alla logica fuzzy. Verranno anche in questo caso discussi i dettagli dell'implementazione e mostrato il codice.

ELETTRONICA EXPO DAY

MOSTRA MERCATO

TRENTO

CENTRO FIERISTICO
Via di Briamasco

SABATO 8 E DOMENICA 9 OTTOBRE 2005

dalle ore 9.00 alle ore 20.00

personal computer, palmari, stampanti, radio, cb, scanner, mouse, masterizzatori, tastiere, telefoni cellulari e fissi, cordless, antenne, decoder,tv digitale, monitor, parabole, lettori dvd, cd, vhs, hi-fi, video proiettori, videogiochi, playstation, home theatre, radio d'epoca e militari, impianti per la ricezione satellitare, consolle, surplus, valvole, schermi ultrapiatti, laptop, notebook, periferiche nuove e usate, microchip, smartcard, circuiti, gadget e curiosità elettriche, elettroniche e digitali, kit per costruire di tutto, dai sistemi per l'automazione domestica fino a veri e propri robot.

SI POTRÀ TROVARE DI TUTTO...DALLE ANTICHE RADIO IN BACHELITE ALLE NUOVISSIME CONNESSIONI WIRELESS!!

SPECIALE FOTO CINE VIDEO

attrezzature e materiale fotografico tradizionale, digitale, usato, d'occasione e da collezione.

SPECIALE FIERA DEL DISCO, CD E FUMETTO

dischi in vinile, cd, rarità, fumetti, fanzines, memorabilia.

Organizzazione
EXPOFIERE

INFO LINE: 333.6252325
FAX 0533.8531117

E-mail: expo-fiere@libero.it
www.expofiere.com

Costruire un generatore eolico partendo da zero

Il materiale più spesso usato dagli hobbisti è il legno. L'idea di usare il legno non è poi tanto nuova, visto che, come si vede nei vecchi film, anche le eliche dei primi aerei erano di legno. È stato provato che, con un legno stagionato, resistente e senza nodi, un generatore può funzionare senza problemi per molti anni. Una valida alternativa al legno è la vetroresina: tutta la difficoltà sta nel costruirsi uno stampo, e poi si possono riprodurre con velocità e precisione tutte le pale che si vuole.

IL MATERIALE

Noi abbiamo recuperato da vecchi banchi di meccanica delle assi di legno dello spessore di 6 cm. Si tratta di legno di faggio che si presenta tanto duro, che abbiamo dovuto usare una fresatrice per metalli per poterne asportare lo strato usurato e ricavare uno spessore uniforme di 37 mm, come serve nel nostro progetto. Una volta che abbiamo ricavato tre pezzi di legno delle dimensioni di 1200x150x37 mm, abbiamo studiato, dai documenti scaricati da INTERNET, come modellarli in modo da ottenere delle pale con angolazione giusta rispetto al vento. Non è facile descrivere questa lavorazione, ma cercheremo di essere chiari, abbondando in disegni e fotografie. Ci sono alcuni importanti principi, di cui si deve tenere conto nella costruzione delle pale:

Che cos'è il TSR?

Per disegnare la forma delle pale eoliche, occorre scegliere un importante parametro che viene denominato TSR (ovvero Tip Speed Ratio). Detto parametro è il rapporto tra la velocità periferica delle punte delle pale e la velocità del vento.

$$TSR = (n \cdot 2\Pi \cdot R) / (60 \cdot V)$$

Dove:

- **n** = giri/minuto delle pale
- **R** = lunghezza delle pale, ovvero raggio del cerchio di rotazione (in metri)
- **V** = velocità del vento in metri/secondo

Il TSR viene scelto tra 5 e 7 per le macchine di piccola taglia, come quella che stiamo costruendo. Sono possibili anche rapporti TSR fino a 10, ma l'alta velocità in punta produce usura nella metà delle pale più lontana dal centro. Per il nostro progetto costruiremo delle pale per un valore di TSR uguale a 7.

- Sarebbe per noi comodo eseguire la stessa lavorazione su tutta la lunghezza delle pale, ma questa non è una scelta valida. Per questo abbiamo diviso idealmente ogni pala in sei sezioni, ognuna richiedente una lavorazione diversa.
- L'inclinazione tra una pala ed il piano di rotazione (angolo della pala) dipende dalla velocità con cui ogni punto della pala si muove. A velocità basse corrisponde un angolo di inclinazione grande, a velocità alte corrisponde un angolo piccolo.
- Come è facile capire, le varie parti della pala hanno velocità diverse e sempre crescenti, man mano che ci si allontana dal centro di rotazione. In conseguenza l'angolo di inclinazione dovrà

Costruzione delle pale

di Antonio Cecere
a.cecere@farelettronica.it

essere decrescente andando dal centro verso la punta. In pratica si va da circa 40 gradi vicino all'attacco delle pale ai 2 gradi in punta.

- La parte della pala investita dal vento si deve presentare piatta, mentre la parte opposta deve assumere una particolare forma curva derivante da approfonditi studi teorici e da lunghe esperienze applicative (figura 12).

Per la costruzione delle pale di qualunque dimensione, si possono scaricare da INTERNET dei fogli elettronici, che permettono un rapido dimensionamento, ad esempio:
www.scoraigwind.com/download/sheets/bladedesign.xls

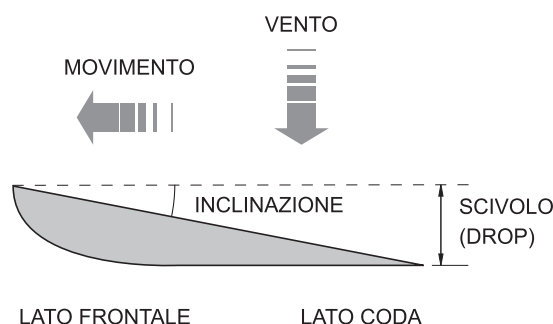



Figura 12 *Sezione generica di una pala eolica*

LAVORAZIONI

Data la durezza del legno, ci siamo serviti generalmente di attrezzi elettrici (levigatrice orbitale, smerigliatrice, pialletto elettrico, sega a "gattuccio") e solo per le lavorazioni di rifinitura abbiamo usato attrezzi manuali. Nei lavori su legno è bene proteggersi dalla polvere, lavorando se possibile in esterno e proteggendo il naso con una mascherina.

Foto 18 *Attrezzi elettrici usati per modellare le pale*

Operazione n. 1

Abbiamo disposto sul tavolo di lavoro l'asse di legno in orizzontale e ne abbiamo identificato 4 lati: la radice a destra, la punta a sinistra, il bordo frontale in alto ed il bordo di coda in basso (figura 13).
Sull'asse (lungo 120 cm e largo 15) cm abbiamo segnato con squadra e pennarello 6 "stazioni" (numerate da 1 a 6), che sono servite di riferimento per le lavorazioni successive; la prima stazione è a 20 cm dalla radice, l'ultima corrisponde alla punta.

Operazione n. 2

Per ogni stazione, partendo dal bordo frontale abbiamo segnato la larghezza L, che è decrescente dalla radice alla punta (vedi figura 14 e tabella A) Abbiamo asportato con la sega a gattuccio la parte indicata in giallo nella figura 15.
Dal lato della radice abbiamo asportato due triangoli per avere un angolo di attacco di 120 gradi.

Operazione n. 3

Sul bordo di coda abbiamo segnato una linea che delimita lo strato da asportare per creare uno "**scivolo**" (in inglese "**drop**") con l'angolazione giusta per l'impatto del vento. Questo strato (indicato in verde) non è di spessore uniforme, ma ha una sezione triangolare: lo spessore da asportare è nullo vicino al bordo frontale e cresce andando verso il lato coda. L'asportazione è stata fatta da noi in gran parte con sega a "gattuccio" (foto 19) e con pialletto, controllando ad ogni passata che non fosse superato il limite segnato; la rifinitura è stata fatta a mano con carta vetrata.

Operazione n. 4

Abbiamo determinato poi lo **spessore** S finale

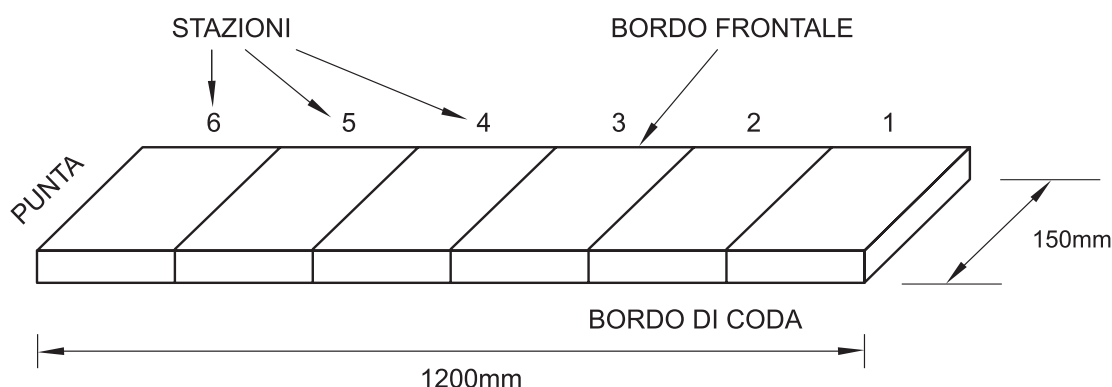



Figura 13 Identificazioni dei lati e marcatura delle stazioni sull'asse di legno da cui ricavare la pala eolica

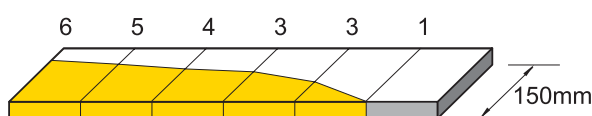



Figura 14 Asportazione di legno per avere la giusta larghezza della pala

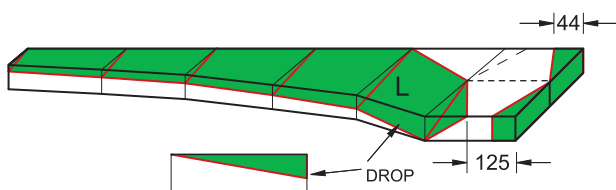



Figura 15 Marcatura del legno per scolpire il giusto angolo di pala

Foto 19 Asportazione del legno con sega elettrica per creare uno scivolo col giusto angolo

della pala, decrescente dalla radice alla punta (vedi tabella A). Abbiamo segnato sia sul lato di testa che sul lato di coda una linea che dista dai bordi superiori del valore S indicato nella colonna **spessore** della tabella A. Abbiamo asportato la parte segnata in celeste nella figura 16.

Operazione n. 5

Abbiamo posto la pala sottosopra e segnato con due linee il 30% ed il 50% della larghezza a partire dal bordo frontale. Abbiamo lasciato intatta la parte tra il 30 ed il 50%. Abbiamo asportato a cuneo la parte tra il 50% della larghezza ed il bordo di coda. Per terminare, abbiamo raccordato con una curva il bordo frontale con la linea del 30%, uniformando il tutto con la carta vetrata.

Lavorazione particolare vicino alla prima stazione.

La prima stazione non ha la forma e le dimensioni teoriche che escono dai calcoli, per la

Figura 16 Asportazione di legno per determinare lo spessore della pala

ragione pratica di non dover partire da un'asse di legno troppo spessa. Per avvicinarsi alla forma teorica e ampliare lo "scivolo" nella parte vicina all'attacco, Piggott suggerisce di incollare sulla pala un cuneo di legno dalla parte investita dal vento (vedi figura 18).
Per la maggiore durata delle pale, abbiamo dato con un pennello una passata di un conservante, seguito, dopo l'asciugatura, da una mano di buona vernice per legno.

Stazione	Raggio mm	Larghezza mm	Scivolo mm	Spessore mm
1	200	150	37	36
2	400	120	25	25
3	600	100	12	13
4	800	80	6	10
5	1000	70	3	8
6	1200	60	2	7

Tabella A *Dimensionamento delle pale*

Assemblaggio

La pale devono essere fissate direttamente sul rotore esterno dell'alternatore, tenute in mezzo a due dischi di compensato. Queste le operazioni da noi eseguite:

- Abbiamo realizzato due dischi da 25 cm di diametro da un compensato con spessore di 12 mm.
- Sui due dischi abbiamo determinato la posizione dei quattro fori che ospiteranno le barre filettate. Con un compasso abbiamo segnato due cerchi con raggio di 10 cm e di 8 cm.
- Con l'aiuto di tre morsetti abbiamo bloccato le tre pale tra i due dischi, controllando l'equidistanza tra le punte (D=1,73 · R = 1,73 · 120 = 207,8 cm).
- Una volta messe in simmetria le pale, abbiamo avvitato i dischi sulle pale usando per ogni pala 9 viti per legno viti distribuite sui due cerchi concentrici. Abbiamo eseguito i quattro fori per le barre filettate con un diametro di 16 mm.
  Abbiamo infilato l'insieme delle pale sulle

Le parti colorate devono essere asportate, la pala è costituita dalla parte bianca centrale

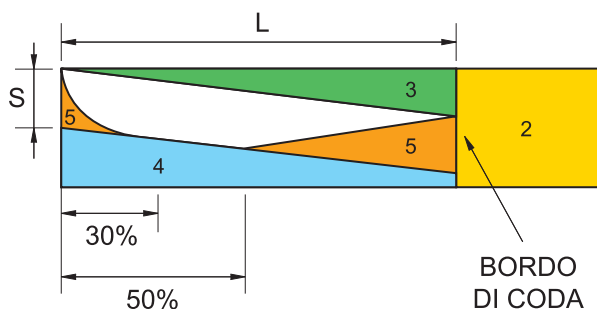



Figura 17 *Rappresentazione di tutte le operazioni di scultura, compresa l'operazione n. 5 che dà la forma finale ai bordi della pala.*

2a fiera dell'elettronica
fiera dell'elettronica
scandiano (re)
29/30 ottobre 2005
MOSTRA ELETTRONICA
SCANDIANO 2005
comune di scandiano
telefonia / componentistica
computer / hi-fi car
radiantismo CB e OM
videoregistrazione
mercatino delle pulci radioamatoriali
con il patrocinio di A.R.I. sez. Scandiano

barre filettate dell'alternatore e stretto le viti fino al blocco contro il rotore anteriore.

- Abbiamo messo il generatore in verticale infilato su un palo da 1,5" provvisorio e controllato che i pesi fossero equilibrati. Abbiamo fatto girare lentamente il generatore per controllare se c'era la tendenza a fermarsi sempre nello stessa posizione.
  Abbiamo applicato vicino alla radice delle pale dei pesi per un perfetto equilibrio.

La descrizione dettagliata di pale molto simili alle nostre si trova al sito:
www.scoraigwind.com/download/selfblade.html

Figura 18 Ampliamento dello scivolo vicino alla radice della pala con un cuneo di legno

Foto 20 Le tre pale già complete, da verniciare

Foto 21 Le pale sono già assemblate, pronte per essere montate sul generatore.

Come esprimere la velocità del vento in altre unità di misura?

Normalmente la velocità del vento viene espressa in metri al secondo (m/s), ma alcuni autori esprimono la velocità in Km/h oppure in miglia orarie (mph). Come si può passare da un sistema all'altro?
Un metro al secondo corrisponde a 3600 metri in un'ora. Perciò la velocità espressa in Km/h è uguale a quella espressa in m/s moltiplicata per 3,6. Tenendo poi conto che un miglio terrestre è uguale a 1,6 Km, si desume che la velocità in mph (usata dagli inglesi) è uguale a quella in m/s moltiplicata per 2,25.
Ad esempio la velocità minima (cut-in) per far produrre un generatore eolico (3 m/s) può essere così espressa:
v = 3 [m/s] = 10 [km/h] = 6,75 [mph]

Altre equivalenze utili

Per chi volesse approfondire l'argomento consultando siti in lingua inglese è utile sapere che:

1" (un pollice) = 2,54 cm
1' (un piede) = 30,4 cm
1 miglio terrestre = 1,6 Km

Le famiglie

Spesso nei nostri progetti utilizziamo circuiti integrati contenenti porte logiche. Si va dal comunissimo 7400 contenente quattro porte NAND fino ai circuiti più complessi come i registri o i contatori. In questo articolo approfondiremo la struttura circuitale delle porte logiche che, per le loro caratteristiche, vengono raggruppate in famiglie. Scopriamone allora le caratteristiche in modo da rendere oculata la scelta del giusto componente per i vostri progetti.

La circuiteria del primo computer venne realizzata mediante relè e commutatori; non esisteva l'unità di memoria o comunque, se presente, era estremamente ridotta. Il computer operava quindi su un unico e prefissato programma. Successivamente furono impiegati i tubi a vuoto (diodi e triodi), ma a causa delle loro dimensioni, delle alte potenze di funzionamento e della loro scarsa affidabilità, furono ben presto sostituiti dai componenti allo stato solido quali transistor, diodi di commutazione, zener, eccetera.
Questi nuovi componenti offrivano il grande vantaggio delle piccole dimensioni, dell'alta affidabilità e della scarsissima dissipazione di potenza. Come ulteriore sviluppo della elettronica allo stadio solido si è ora pervenuti ai circuiti integrati (IC) nei quali un intero circuito o addirittura gruppi di circuiti, sono rappresentati da un unico componente.
Esistono due tipi base di circuiti integrati: i bipolari (BJT) e i MOS.
I circuiti integrati bipolari possono funzionare con un solo livello di tensione di alimentazione (tipicamente 5V) e generalmente hanno un consumo di potenza più elevato, tuttavia possono lavorare a velocità estremamente alte.
I circuiti integrati MOS possono invece operare con vari livelli di tensione di alimentazione ed hanno un consumo di potenza molto basso. Per contro la loro velocità di commutazione risulta inferiore rispetto ai bipolari. Inoltre, da un punto di vista tecnologico, i circuiti MOS sono più semplici da costruire soprattutto laddove si rende necessaria un'estrema miniaturizzazione.
Tutti i circuiti, sia a componenti discreti che integrati, si dividono in famiglie logiche.
Ciascuna famiglia è basata su di un particolare tipo di circuito logico elementare detto anche porta elementare, che esegue appunto una delle operazioni logiche elementari (nor, and, …). Nella realizzazione dei circuiti digitali ricorrono spesso, poi, dei raggruppamenti tipici di queste funzioni elementari al fine di generare funzioni complesse (come ad esempio i flip-flop).
Tali funzioni complesse vengono così realizzate su un unico integrato utilizzando un certo numero di porte elementari: si hanno così vantaggi di costo, ingombro e di affidabilità.
Oltre al tipo di famiglia logica impiegata, tutti i circuiti integrati vengono classificati anche in base alla densità di integrazione cioè al numero di porte logiche che è possibile realizzare su un unico chip.
La densità di integrazione può essere schematizzata secondo quattro diversi livelli:

logiche

di Maurizio Del Corso
m.delcorso@farelettronica.com

SSI (*Small Scale Integration*): integrazione a piccola scala.
È un qualunque circuito integrato che contiene meno di 100 transistori (una decina di porte logiche).

MSI (*Medium Scale Integration*): Integrazione a media scala.
Vi appartengono quei circuiti integrati contenenti un numero di transistori variabile da 100 a 3000 (da 12 a 100 porte logiche).

LSI (*Large Scale Integration*): Integrazione a larga scala. Ne fanno parte i circuiti che contengono dai 3000 ai 100000 transistori.

VLSI (*Very Large Scale Integration*): Integrazione a larghissima scala.
Vi appartengono i circuiti estremamente complessi ad altissima densità di integrazione (oltre i 100000 transistori).

GRANDEZZE CARATTERISTICHE

Prima di iniziare l'analisi circuitale delle varie famiglie logiche è necessario definire alcuni parametri mediante i quali è possibile valutare le loro caratteristiche elettriche.
In base a tali parametri, il progettista sceglierà una famiglia logica anziché un'altra a seconda delle specifiche del suo progetto.

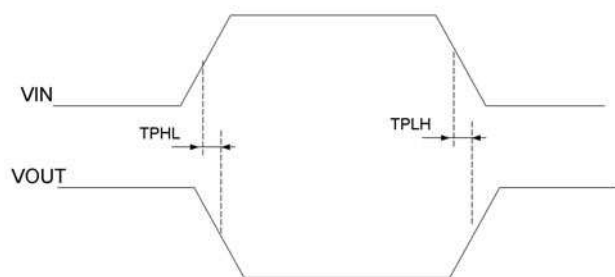



Figura 1 Definizione dei tempi T_{PHL} e T_{PLH}

FAN-IN e FAN-OUT

Per *fan-in* si intende il massimo numero di porte collegabili all'ingresso di una singola porta logica.
Per *fan-out* si intende il numero massimo di porte che l'uscita di una porta può pilotare. Questi parametri sono riferiti ad elementi appartenenti ad una stessa famiglia logica.

Tempo di propagazione

Il tempo di propagazione è il ritardo che intercorre dall'istante in cui si ha il cambiamento di un livello logico all'ingresso della porta, all'istante in cui l'uscita ha assunto il nuovo livello corrispondente alla variazione dell'ingresso.
Con riferimento alla figura 1, supponiamo che un ingresso della porta commuti, ad esempio, dal valore basso a quello alto provocando il passaggio dell'uscita dal valore alto al valore basso.
Naturalmente nella realtà il valore di V_{IN} non può cambiare istantaneamente, ma avrà un suo tempo di salita così come la V_{OUT} avrà un suo tempo di discesa.
Si definisce T_{PHL} il tempo relativo alla commutazione dell'uscita dal livello alto al livello basso (cioè dall'istante in cui V_{IN} ha raggiunto il 50% del valore finale, all'istante in cui V_{OUT} è scesa del 50%).
Analogamente si definisce T_{PLH} come il tempo relativo alla commutazione dell'uscita dal livello basso a quello alto. Per esprimere sinteticamente l'attitudine di una porta logica a commutare rapidamente, si fa spesso riferimento al tempo medio di propagazione Tm dato dall'espressione:

$$T_m = \frac{T_{PLH} + T_{PHL}}{2}$$

Potenza dissipata

Come indice della potenza dissipata in condi-

zioni statiche si utilizza in genere il valore medio P_m tra la potenza dissipata in continua con uscita a livello alto (P_H) e quello con uscita a livello basso (P_L), cioè:

$$P_m = \frac{P_L + P_H}{2}$$

La dissipazione di potenza cresce al crescere della frequenza.

Prodotto potenza dissipata-tempo di propagazione

È un parametro molto importante in quanto dà una misura della bontà di una famiglia di circuiti logici. Infatti, per una determinata porta la riduzione del tempo di propagazione può essere ottenuta mediante la riduzione del valore delle resistenze che compongono il circuito. Aumenta però, a parità di tensione di alimentazione, la potenza dissipata.
Pertanto, tanto minore è il prodotto potenza dissipata-tempo di propagazione, tanto migliore è la porta.

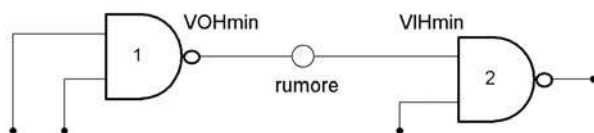



Figura 2 Collegamento in cascata di due porte con introduzione di rumore

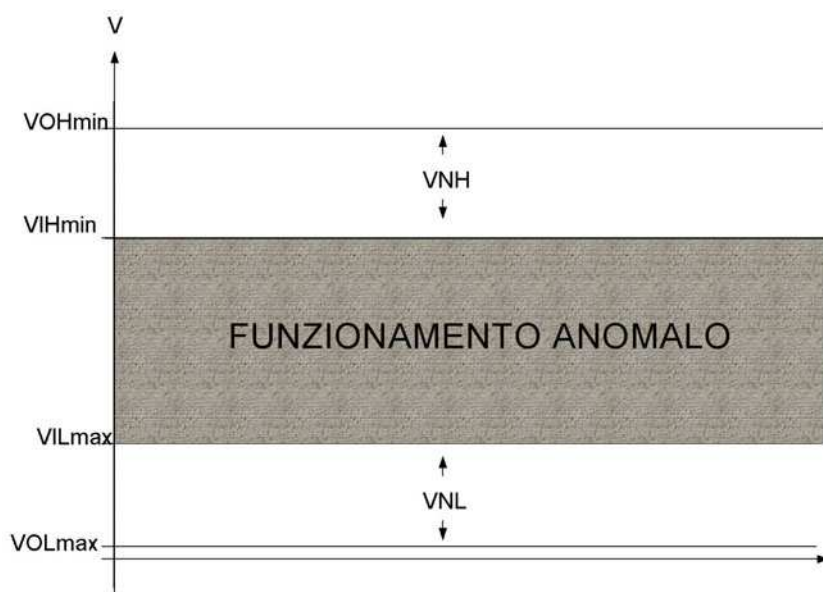



Figura 3 Definizione dei margini di rumore

Immunità al rumore

Per "rumore" si intende un disturbo elettrico che può giungere in un circuito per le vie più impensate (ad esempio a causa di accoppiamenti parassiti, circuiti esterni come interruttori, eccetera) dando luogo a commutazioni indesiderate.
L'immunità al rumore è una misura della capacità che ha la famiglia logica di opporsi a tali falsi segnali, senza uscire dal funzionamento previsto in sede di progetto. Si introducono alcune definizioni:

V_{ILmax}: valore più alto di ingresso basso, tale da garantire ancora l'appropriato valore logico in uscita.
V_{IHmin}: valore più basso di ingresso alto tale da garantire ancora l'appropriato valore logico in uscita
V_{OLmax}: valore più alto di uscita bassa col massimo carico.
V_{OHmin}: valore più basso di uscita alta col massimo carico.

Consideriamo ora due porte in cascata come mostra la figura 2. Supponiamo che l'uscita della prima porta sia sul livello logico alto: per il corretto pilotaggio della seconda porta deve essere $V_{OHmin}>V_{IHmin}$. Nel caso che l'uscita della porta 1 sia a livello logico basso, per il corretto pilotaggio della porta 2 deve essere $V_{OLmin}<V_{ILmin}$. Considerando il diagramma di figura 3, affinché non risultino alterati i livelli logici limite, un eventuale rumore, visto come un segnale che si introduce nel circuito come indicato nella figura 2, non deve essere superiore ai seguenti margini:

$V_{NH} = V_{OHmin} - V_{IHmin} \rightarrow$ Margine o immunità al rumore sul livello alto.

$V_{NL} = V_{ILmax} - V_{OLmax} \rightarrow$ Margine o immunità al rumore sul livello basso.

Come immunità al rumore

I CD-ROM di FareELETTRONICA

FareELETTRONICA

Annata 2003 e 2004

22 Uscite di Fare Elettonica in 2 CD-ROM!

Due annate complete in formato ACROBAT (PDF).

Potrai sfogliare comodamente tutte le riviste uscite nel 2003 e nel 2004 e stampare gli articoli di tuo interesse.

I CD delle annate sono acquistabili separatamente oppure insieme ad un prezzo scontato.

Vitamina C

Il corso completo Vitamina C in formato ACROBAT (PDF)

Tutte le lezioni del corso base al linguaggio C comodamente consultabili e stampabili in alta risoluzione.

Notevolmente migliorata e completata rispetto alla versione originale pubblicata sulla rivista.

Il **CD-ROM Vitamina C** contiene una sezione "Contenuti Speciali" tutta da scoprire.

PIC® microcontroller by example

PIC® Microcontroller By Example

Il corso completo PIC® Microcontroller By Example in formato ACROBAT (PDF)

Tutte le lezioni pronte per la consultazione con i sorgenti dei progetti immediatamente utilizzabili nelle tue applicazioni.

Il modo migliore per avere sempre sottomano la soluzione per il tuo progetto con i **PICmicro®**.

Il **CD-ROM PIC® Microcontroller By Example** contiene una sezione "Contenuti Speciali" tutta da scoprire.

Smartcard

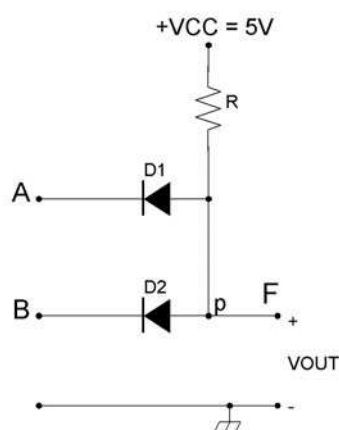
Tutto sulle Smartcard

La raccolta completa degli articoli sulle smartcard in formato ACROBAT (PDF)

Gli articoli, i progetti e i download relativi agli articoli sulle Smartcard in un unico CD-ROM pronto da consultare ed utilizzare.

Contiene i progetti completi del lettore di smartcard **UniReader** e del **SimCopier** per duplicare il contenuto della rubrica della vostra Sim card.

Ordinali subito su www.farelettronica.com oppure telefona allo 02.66504794

Inware Edizioni - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

0 → 0,6V
1 → 5V

A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

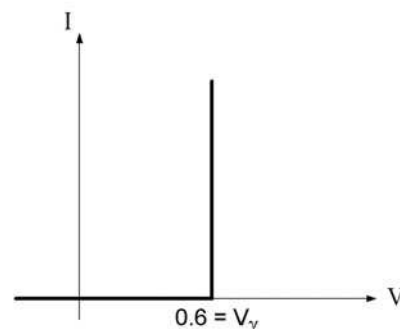



Figura 4 *Una porta AND a diod*

della famiglia logica, si considera il più piccolo tra VNH e VNL.
Altre caratteristiche da tenere in considerazione nella scelta di una famiglia logica sono la flessibilità di impiego, ossia la possibilità di realizzare un qualsiasi circuito con la maggiore semplicità possibile utilizzando una scelta sufficientemente ampia di porte logiche della stessa famiglia, la disponibilità di funzioni complesse su integrati di quella famiglia logica.

PORTE LOGICHE A DIODI

Porta AND a diodi

In figura 4 è riportato lo schema di una porta AND a diodi con la relativa tabella di verità e la caratteristica dei diodi impiegati.
Con gli ingressi A e B al livello logico zero (zero volt) i diodi D_1 e D_2 risultano polarizzati direttamente, la tensione nel punto P (VOUT) è pari a 0.6V (livello basso).
Il circuito equivalente in questa condizione è quello riportato in figura 5. Supponendo D_1 e D_2 perfettamente uguali si ha:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{T}{2} \qquad I = \frac{5 - 0.6}{R}$$

Se l'ingresso A è al livello logico "0" e B è al livello "1" (=5V) il diodo D_1 è polarizzato direttamente, mentre D_2 è interdetto, la situazione è quella di figura 6 e risulta:

V_{OUT} = 0.6V (livello basso)

$$I = \frac{5 - 0.6}{R}$$

La tensione V_{D2} ai capi di D_2 vale V_{OUT} – 5 = -4.4V
Il caso in cui l'ingresso A è al livello logico "1" (=5V) e B è al livello "0" è analogo al precedente. Si inverte il ruolo svolto dai due diodi.
Se invece sia A che B sono al livello logico alto (=5V) la situazione diviene quella di figura 7.
Sia D_1 che D_2 sono interdetti e la V_{OUT} vale V_{CC} (=5V) in quanto non c'è passaggio di corrente nel circuito.
La tensione ai capi di D_1 e D_2 è pari a 0V.

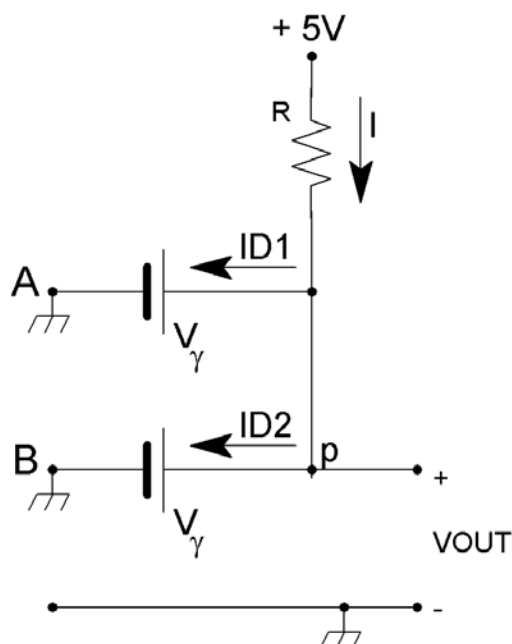



Figura 5 *Il circuito equivalente della porta AND nell'ipotesi in cui i diodi siano in conduzione*

32ª MOSTRA MERCATO NAZIONALE MATERIALE RADIANTISTICO E DELLE TELECOMUNICAZIONI

Materiale radiantistico per C.B. e radioamatori - Apparecchiature per telecomunicazioni - Surplus - Telefonia - Computers - Antenne e Parabole per radioamatori e TV sat - Radio d'epoca - Editoria specializzata

PIACENZA 10-11 SETTEMBRE 2005

Quartiere Fieristico - Loc. Le Mose

TELERADIO RADDOPPIA

CON UNA NUOVA EDIZIONE NATALIZIA

NOVITÀ

10-11 DICEMBRE 2005

Radiantismo - Telecomunicazioni - Computer - Telefonia - Dischi - Fumetti

nel periodo ideale per gli acquisti e i regali

SCONTI PER ISCRIZIONI AD ENTRAMBI I SALONI

PIACENZAEXPO

S.S. 10 - Fraz. Le Mose
29100 Piacenza (Italy)
Tel.: 0039 0523 602711
Fax: 0039 0523 602702
e-mail: info@piacenzaexpo.it
www.teleradio.piacenzaexpo.it

ORARI:
SABATO 9-18
DOMENICA 9-17

USCITE AUTOSTRADALI:
A21 BS-TO → PC EST
A1 MI-BO → PC SUD

Con la collaborazione dell'A.R.I. sez. di Piacenza

Porta OR a diodi

Lo schema della porta OR a diodi è riportato nella figura 8.
Consideriamo la stessa caratteristica dei diodi della porta AND precedentemente analizzata. Con gli ingressi A = B = "0" la tensione in uscita è nulla in quanto non esiste alimentazione nel circuito.
Con gli ingressi A = 0 e B = 1 (=5V) il diodo D_1 è interdetto quindi si comporta come un circuito aperto, mentre D_2 conduce e la tensione ai suoi capi è $V\gamma$ (=0.6V). Lo schema equivalente è riportato in figura 9.
Il ruolo di D_1 e D_2 si inverte se A = 1 e B = 0 cioè se il punto A si trova a 5V e B a massa. Se entrambi gli ingressi sono a 1 lo schema diviene quello di figura 10.
Entrambi i diodi sono in conduzione e supponendo $D_1 = D_2$ si ha che $I_{D1} = I_{D2}$ $I = I_{D1} + I_{D2} = 2I_{D2} = 2I_{D1}$
$V_{OUT} = 5 - V\gamma = 4.4V$. V_{OUT} si trova quindi a valore alto (= 4.4V).

FAMIGLIA LOGICA RTL

Porta NOT con BJT

Il circuito essendo realizzato con resistenze e transistor, appartiene alla famiglia logica RTL (Resistor, Transistor, Logic). Tale famiglia è stata quella più usata prima dell'introduzione dei circuiti integrati, ma oggi è in disuso.
In figura 11 è riportato lo schema dell'invertitore (porta NOT) a BJT con la relativa tabella di verità.
L'utilizzazione del transistor come elemento logico viene ottenuta nella configurazione ad emettitore comune ed il funzionamento come interruttore si può comprendere considerando le caratteristiche d'uscita del BJT che forniscono il legame tra la corrente di collettore I_C e la tensione di uscita V_{CE} in funzione della corrente di base I_B. Considerando l'equazione alla maglia di uscita risulta $V_{cc} = R_c \cdot I_C + V_{CE}$; tale equazione, nel piano V_{CE}, I_C rappresenta una retta, detta retta di carico che si può tracciare individuandone le intersezioni con gli assi $V_{CE} = 0 \rightarrow I_C = V_{CC}/R_C$; $I_C = 0 \rightarrow V_{CE} = V_{CC}$ (figura 12).
Se poniamo A = 0 il BJT risulterà interdetto, la corrente di collettore sarà trascurabile quindi il punto di lavoro sarà nell'intorno del punto Q_A indicato in figura 12. La VOUT sarà circa pari a $+V_{CC}$, quindi allo stato logico "1".
Se il punto A si trova allo stato logico "1" il punto di lavoro si sposterà in Q_B e il BJT sarà in saturazione con $V_{CE} = V_{CEsat} \cong 0.2V$ l'uscita sarà al valore logico zero. Osservando le caratteristiche si nota che affinché il transistor sia in saturazione, la corrente di base

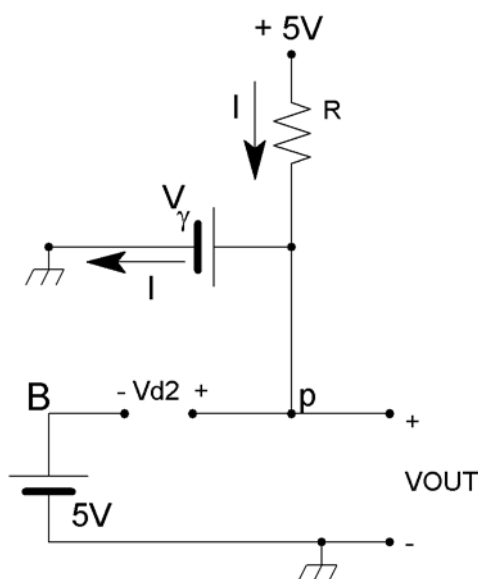



Figura 6 Il circuito equivalente della porta AND nell'ipotesi in cui uno dei diodi è in conduzione

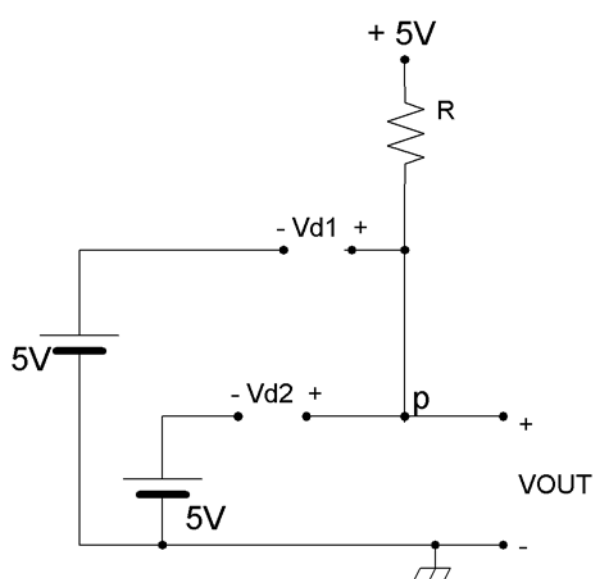



Figura 7 Il circuito equivalente della porta AND nell'ipotesi in cui i diodi sono interdetti

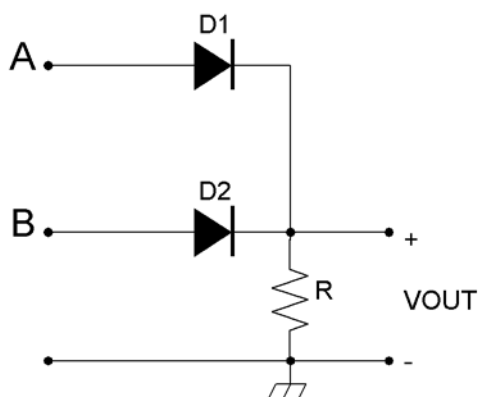



Figura 8 Una porta OR a diodi

Figura 9 Il circuito equivalente della porta OR con un ingresso a livello alto ed uno a livello basso

deve essere maggiore del valore I_{BS}. Se fissiamo che il punto A, al valore alto, sia pari a 5V occorre calcolare il valore di R_B in modo da essere sicuri che con tale valore di R_B, in corrispondenza di V_A = 5V, la corrente di base I_B sia maggiore di I_{BS}. La caratteristica di trasferimento che lega V_{OUT} e V_A è indicata nella figura 13.

FAMIGLIA LOGICA DTL

Porta NAND DTL

La famiglia logica DTL (Diode Transistor Logic) è una delle più vecchie, ma, a differenza della RTL, la sua utilizzazione non è stata completamente abbandonata. In essa viene superato quello che era il principale inconveniente della logica a diodi vista in precedenza, cioè l'assenza di amplificazione quindi la conseguente attenuazione dei livelli logici.

Analizziamo lo schema base di un circuito NAND realizzato in logica DTL riportato in figura 14.

Questo dispositivo è costituito da una porta AND a diodi la cui uscita fa capo ad un transistor invertitore. Si suppone la porta alimentata dall'uscita di una porta precedente. Se uno dei due ingressi è al livello logico "0" (0.2V se si suppone la porta collegata all'uscita della precedente) il diodo corrispondente conduce ed il punto P si porta al potenziale V_P = 0.8V ($V\gamma$ + + V_{CEprec}).

Tale tensione non è sufficiente a mandare in conduzione il BJT.

Per avere la conduzione di questo occorrono infatti circa 1.8V (tensione necessaria a far condurre D_1 e D_2 e polarizzare direttamente la giunzione base-emettitore).

Quindi il BJT è interdetto la sua I_B è nulla come la sua I_C: l'uscita è a 5V ("1" logico). Tutto ciò accade anche se tutti e due gli ingressi sono allo stato "0" logico.

Esaminiamo ora il caso in cui gli ingressi sono al livello logico alto ("1" logico) con riferimento alla figura 15.

Figura 10 Il circuito equivalente della porta OR con ingressi a livello alto

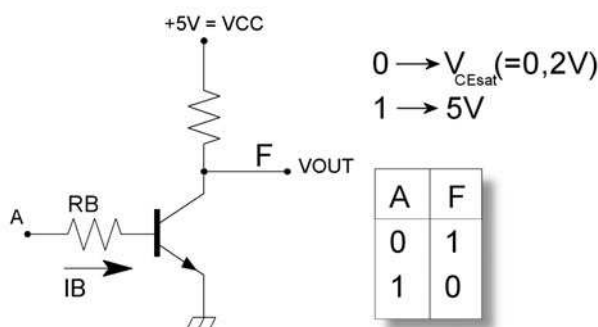



Figura 11 Inverter RTL

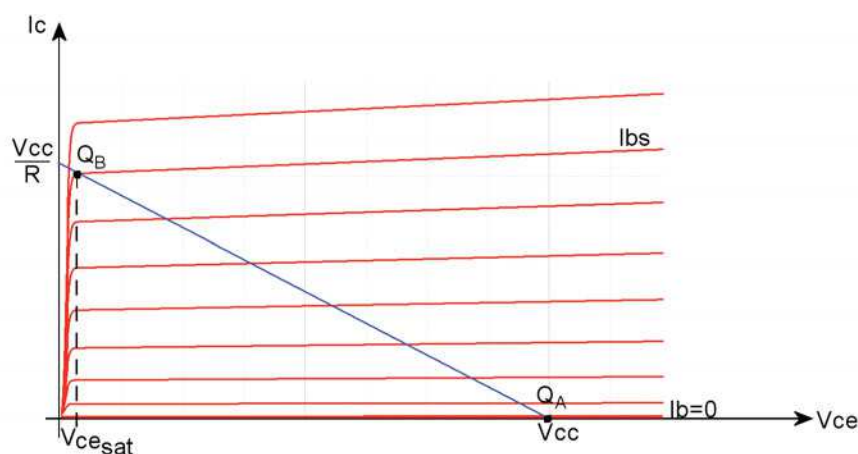



Figura 12 *Le caratteristiche di uscita del transistor e la retta di carico del circuito*

In questo caso D_A e D_B sono interdetti ("1" logico = 5V) mentre risultano direttamente polarizzati D_1 e D_2 e la giunzione base-emettitore del transistor che si porta in saturazione. D_A e D_B possono essere considerati circuiti aperti in quanto polarizzati inversamente.
D1, D2 ed R1 sono percorsi dalla stessa corrente I. In sede di progetto occorre fare in modo che in questa situazione il BJT sia in saturazione, scegliendo opportuni valori di R_1 e R_2. Se il transistor è in saturazione avremo $V_{OUT} = V_{CESAT}$ ($\cong$ 0,2 V) cioè l'uscita è a livello logico basso.
Se non fossero presenti i diodi D_1 e D_2 il circuito non funzionerebbe perché, se pensiamo al caso in cui uno o entrambi gli ingressi sono a livello logico basso, abbiamo visto che V_P vale 0.8V e con tale tensione in assenza di D_1 e D_2 il BJT può portarsi in saturazione. Un solo diodo sarebbe sufficiente per garantire il regolare funzionamento: l'impiego di due diodi migliora l'immunità al rumore.
Per la famiglia DTL il valore di immunità al rumore è di circa 0.7V. La famiglia DTL presenta alcuni svantaggi piuttosto evidenti come la bassa velocità (il tempo di propagazione è di circa 30µs), il limitato numero fan-out, mentre tra gli aspetti positivi possiamo considerare la bassa dissipazione di potenza (circa 10 mW).

FAMIGLIA LOGICA HTL

Porta NAND HTL

Negli ambienti dove è presente un alto livello di rumore elettrico (motori, interruttori per alte tensioni, ...) al fine di evitare commutazioni indesiderate si deve utilizzare una logica che presenti un'elevata immunità al rumore quale l'HTL (High-Thresold-Logic).
La struttura della porta base (NAND) è riportata in figura 16 ed è analoga a quella della logica DTL dove i diodi D_1 e D_2 sono stati sostituiti da uno zener avente tensione di zener di 6-7V e con un transistor.
La tensione di alimentazione è ora di 15V. Il funzionamento è identico a quello della porta NAND DTL. Con uno o tutti gli ingressi bassi, il punto P si porta al potenziale V_P = = 0.8V come nella DTL mentre per portare T_2 in conduzione è necessaria

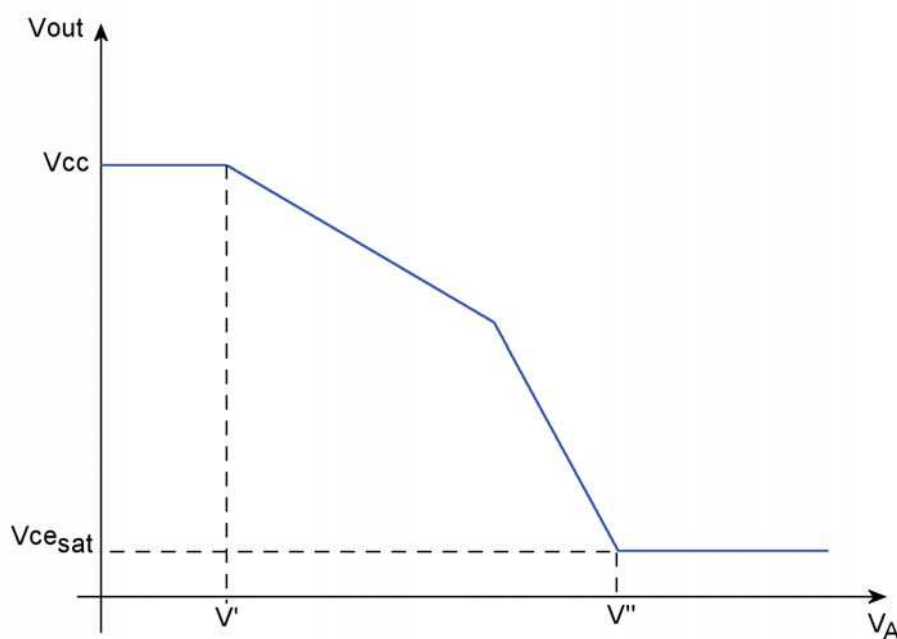



Figura 13 *Caratteristiche di trasferimento per una porta NOT RTL*

A	B	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

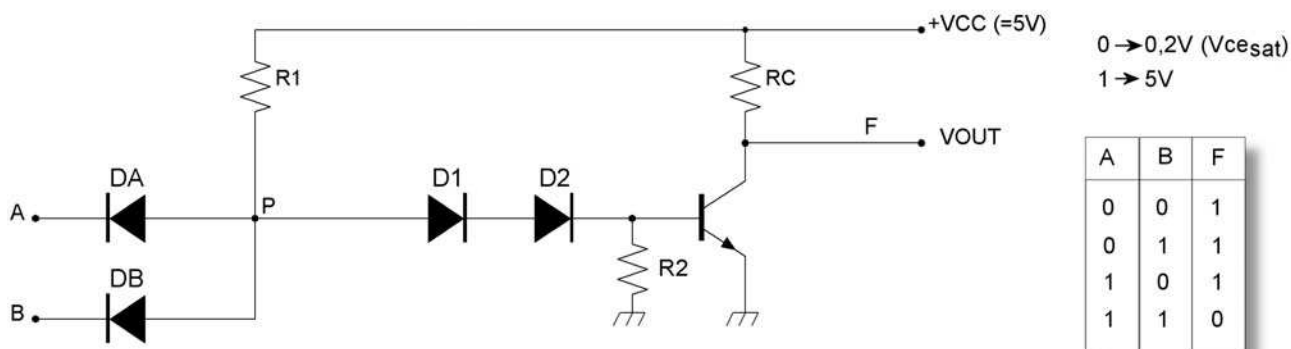
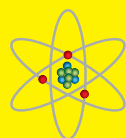



Figura 14 *Porta NAND della famiglia DTL*

una tensione $V_P = V_{BE1} + V_Z + V_{BE2} \cong 7.2V$. Quindi T_2, con uno o tutti gli ingressi bassi, è interdetto e V_{OUT} = 15V. Il margine di rumore è 7.2 – 0.8 = 6.4V. Il transistor T_1 serve per migliorare il fan-out della porta. Quando esso è in conduzione (e ciò avviene se tutti gli ingressi sono alti) il suo punto di lavoro si trova in regione attiva e non in saturazione; infatti la corrente che scorre in R_2 dà origine ad una caduta di tensione che polarizza inversamente la giunzione base-collettore di T_1. Poiché la corrente di emettitore di T_1 fornisce la corrente di base a T_2, a quest'ultimo viene assicurata una corrente di base molto più elevata rispetto al caso in cui era presente un diodo al posto di T_1 (come nello schema della

Vendita per corrispondenza Tel./Fax 0331/640569
Caratteristiche tecniche e vendita on-line **www.svmelettronica.com**

INVERTER 12VDC/220VAC SOFT-START
WHS150W-12 €. 40,00
WHS200W-12 €. 45,00
WHS300W-12 €. 52,00
WHS400W-12 €. 60,00
WHS600W-12 €. 95,00

Sistema di videosorveglianza wireless operante sulla banda dei 2,4GHz composto da 4 telecamere a colori da esterno con illuminatore IR a 12 LED, e da un ricevitore multicanale con switcher e telecomando.
COD. 37/310 €. 360.00

Navigatore Mio268 Sw Italia
SD 256Mb SW Italiano.
COD. RC268I €. 422,00

Kit telecamera 1/3CMOS waterproof a colori + ricevitore senza fili con illuminatore IR operante sulla banda dei 2.4GHz.il kit include telec., ricev. a 4 canali e alimentatori.
COD. 37/150 €. 115,00

Multimetro digitale
con ingressi protetti
COD. TE/6300E €. 48,00

Tutti i prezzi si intendono IVA inclusa.

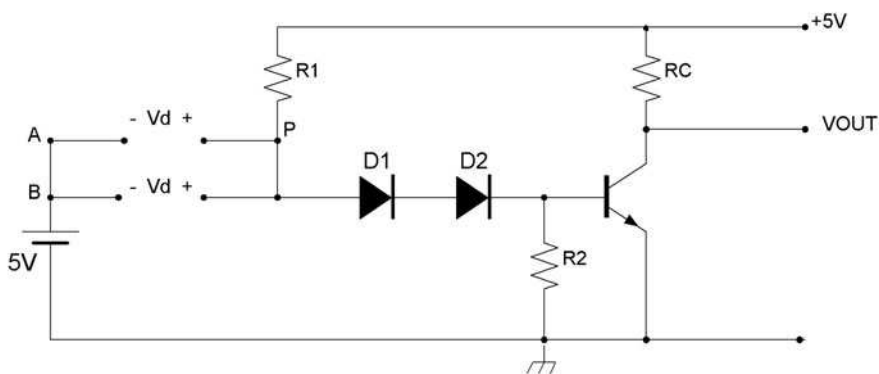



Figura 15 NAND DTL con ingressi a livello logico alto

NAND DTL). La I_C che posso avere sul collettore di T_2 è $I_C = h_{FE} \cdot I_B$ per cui se I_B è aumentata per la presenza di T_1, posso avere una I_C maggiore. Ciò significa che posso pilotare un maggior numero di porte all'uscita: il fan-out è così aumentato.
Altri parametri da tener presente per la HTL sono: la dissipazione di potenza piuttosto elevata (≅ 50 mW), il tempo di propagazione (100-150 nsec) che la rende inutilizzabile per circuiti veloci. Il fan-out è di 10-15.

FAMIGLIA LOGICA TTL

Porta NAND TTL

La famiglia logica TTL (Transistor-Transistor Logic) è sicuramente, allo stato attuale, una delle famiglie maggiormente impiegate. Essa deriva direttamente dalla famiglia DTL modificata in modo tale da consentirne la realizzazione in forma integrata. Lo schema di base della porta NAND TTL è derivato dalla NAND DTL sostituendo i diodi di ingresso con un transistor multiemettitore (su di un unico collettore si diffonde la base quindi, su questa, in aree isolate, le diverse zone di emettitore) e sostituendo tutti i diodi con dei transistor (figura 17).
La porta base della serie SN74 (SN54 nella versione militare) è costituita da un circuito di ingresso che esplica la funzione NAND (transistor multiemettitore T_1 e transistor invertitore T_2) e da un circuito di pilotaggio in uscita detto "totem pole".
Nell'ipotesi che uno o tutti gli ingressi siano bassi, la rispettiva giunzione base-emettitore di T_1 risulta polarizzata direttamente e porta il punto P (base di T_1) alla tensione $V_{IL} + V_{BE1} = 0.2 + 0.6 = 0.8V$ (V_{IL} è la tensione di livello basso). Tale tensione non è sufficiente per mandare in conduzione T_2 e T_3 che rimangono interdetti.
Per mandarli in conduzione tale tensione dovrebbe essere sufficientemente elevata in modo da polarizzare direttamente le giunzioni: base-collettore di T_1, base-emettitore di T_2; base-emettitore di T_3.
Il transistor T_4 invece passa in conduzione e porta l'uscita, in presenza di carico esterno al valore di $V_{CC} - V_{R2} - V_{BE4} - V_D$
Nel caso uno degli ingressi si trovi a livello alto (per esempio A = 0 B = 1) la situazione per le correnti è riportata in figura 18.
Nell'ipotesi che tutti gli ingressi sono alti le giunzioni base-emetittore di T_1 sono polarizzati inversamente mentre la giunzione base-collettore risulta polarizzata direttamente e i transistor T_2 e T_3 passano in saturazione; l'uscita si porta al valore basso $V_{OUT} = V_{CEsat3}$. In

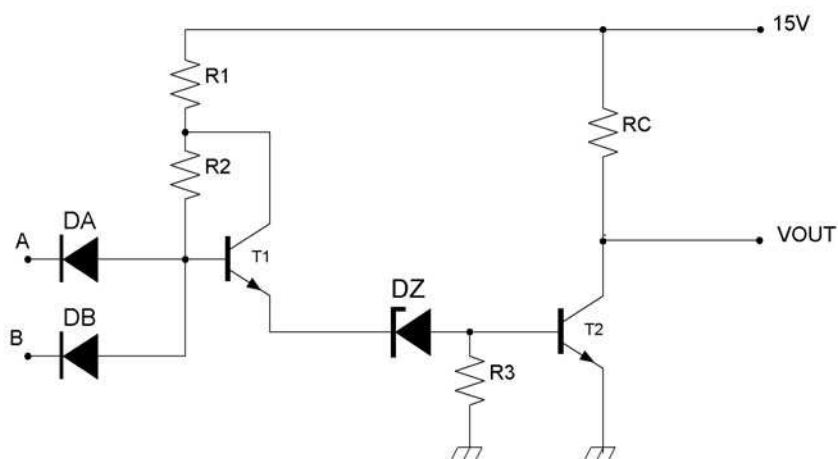



Figura 16 Porta NAND della famiglia HTL

fare elettronica

CAMPAGNA ABBONAMENTI 2005

1 ANNO, 11 RIVISTE

A SOLI 45,00 EURO INVECE DI 60,50 EURO

con un risparmio del

25%

Abbonati subito!

Compila oggi stesso il coupon che trovi in ultima pagina o abbonati su www.farelettronica.com/abbonamento

tale situazione T_4 è interdetto e ciò si realizza per contenere il consumo della porta. Si dimostra l'interdizione di T_4: la tensione nel punto Q vale circa 1V. Infatti $V_Q = V_{CESAT2} + V_{BESAT3} \cong 0.2 + 0.8 \cong 1V$ e tale tensione è insufficiente a far condurre T_4 in quanto, per la presenza del diodo D, sarebbe necessaria una tensione $V_Q = V_{BEsat4} + V_D + V_{CEsat3} \cong 0.8 + 0.6 + 0.2 \cong 1.6V$. Il diodo D è quindi necessario per evitare la conduzione di T_4 con uscita bassa.

Figura 17 *Porta NAND della famiglia TTL*

Nella logica TTL i transistor lavorano, come visto, in saturazione o in interdizione, tranne T_1 che ha un compito diverso. In condizioni statiche T_1 può essere visto come tre giunzioni (figura 19).

Quando l'uscita è bassa, come già visto, T_2 e T_3 sono in saturazione e la tensione sulla base di T_2 che coincide con la tensione di collettore di T_1 vale: $V_{BEsat2} + V_{BEsat3} \cong 1.6V$. Se ora gli ingressi, che erano al valore alto, scendono al valore basso (0.2V), la tensione nel punto P scende a $\cong 0.9V$ quindi anche la tensione sulla base di T_1 vale $\cong 0.9V$. In questo istante la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente con una tensione $1.6 - 0.9 = 0.7V$, la giunzione di emettitore è polarizzata direttamente perciò T_1 si trova in regione attiva. La corrente di collettore di T_1 che nasce serve ad azzerare rapidamente la corrente preesistente (vedi figura 20).

Figura 18 *Porta NAND TTL. Con un ingresso alto ed uno basso*

Da un punto di vista fisico si può dire che tale corrente serve per asportare velocemente le cariche immagazzinate in T_2 e T_3. Questo rapido intervento in zona attiva di T_1 assicura alle porte TTL la maggiore velocità tra le logiche di tipo saturo. Ogni circuito elettronico usato per pilotare una porta TTL deve essere in grado di comportarsi da generatore (source) e da ricevitore (sink) di corrente in quanto il circuito di ingresso della porta può assorbire o erogare corrente a seconda del livello alto o basso della tensione di ingresso. Con un ingresso a livello basso, la giunzione base-emettitore di T_1 risulta polarizzata direttamente pertanto la corrente di ingresso è

uscente dalla porta e risulta limitata prevalentemente dalla resistenza R_1. Tale corrente I_{IL} è anche detta corrente standard ed il suo massimo valore garantito è di 1.6mA nelle peggiori condizioni di lavoro.
Con un ingresso a livello alto la giunzione base-emettitore di T_1 risulta polarizzata inversamente pertanto la corrente di ingresso è entrante nella porta.
Questa corrente I_{IH} è una tipica corrente inversa di dispersione ed il suo massimo valore garantito è di 40µA nelle peggiori condizioni di lavoro.
Con l'uscita a livello basso (V_{OL}) T_3 deve poter ricevere la corrente I_{OL} somma delle correnti I_{IL} dei carichi. Questa corrente è detta I_{SINK} ed il suo massimo valore garantito è di 16mA nelle condizioni peggiori. Il numero massimo di ingressi che l'uscita della porta può pilotare correttamente con il livello di uscita basso è dato dal rapporto $I_{SINKmax}/I_{ILmax}$ (= 16/1.6 = 10) e rappresenta il fan-out della porta.

Con l'uscita a livello logico alto (V_{OH}) T_4 conduce e deve poter erogare la corrente I_{OH} somma delle correnti I_{IH} dei carichi.
Questa corrente è detta I_{LOAD} oppure I_{SOURCE} ed il suo massimo valore è di 400µA nelle condizioni peggiori.
Il numero massimo di ingressi che l'uscita della porta può pilotare correttamente con il livello di uscita alto (fan-out) è dato dal rapporto $I_{SOURCEmax}/I_{IHmax}$ (= 400/40 = 10).

Oltre alla versione standard esistono altre varietà della logica TTL:

- 74Hxxx: elevata velocità ed alto consumo.
- 74Lxxx: bassa velocità e basso consumo.
- 74Sxxx: a transistor Schottky (elevata velocità e alto consumo).
- 74LSxxx: a transistor Schottky (elevata velocità e basso consumo).

Le differenze fondamentali con la porta stan-

dard consistono in valori diversi per le resistenze (diminuendo le resistenze aumentano velocità e consumo), oppure l'impiego di transistor Schottky. Nella TTL standard i transistor impiegati (tranne il multiemettitore) vengono fatti lavorare in saturazione o interdizione per questo motivo è chiamata famiglia a logica saturata; tuttavia quando un transistor che si trova in saturazione deve essere commutato in zona di interdizione, la tensione di collettore non può aumentare istantaneamente a causa degli effetti del tempo di immagazzinamento delle cariche i quali producono un certo ritardo.
Per ridurre questo ritardo è stata progettata la famiglia TTL che fa uso di transistor Schottky ed è una famiglia a logica non saturata in quanto i transistor vengono fatti funzionare (quando conducono) in zona attiva: è così minore il tempo necessario per passare dalla conduzione all'interdizione.
Il transistor Schottky è un normale transistor con l'aggiunta di un diodo Schottky tra base e collettore (figura 21).
Tale diodo è realizzato mediante una giunzione metallo-semiconduttore. La caduta diretta del diodo è di 0.4V. In zona attiva la tensione base-collettore V_{BC} è negativa (se il BJT è di tipo NPN); andando verso la saturazione la VBC tende ad essere positiva ed in saturazione risulta polarizzata direttamente:

$$V_{BEsat} \cong 0.8\ [V]$$
$$V_{CEsat} \cong 0.2\ [V]$$

dove

$$V_{CEsat} = V_{CB} + V_{BEsat} = -V_{BC} + V_{BEsat}$$

da cui

$$V_{BC} = V_{BEsat} - V_{CEsat} \cong 0.6V$$

che è la tensione tra base e collettore in zona di saturazione. Nel passaggio dalla zona attiva alla saturazione non appena V_{BC} = 0.4V il diodo Schottky conduce e fissa la V_{BC} a 0.4V per cui il transistor non potrà raggiungere la saturazione.
Esistono porte TTL dette a "open collector" realizzate come in figura 22.
Con tali porte è possibile realizzare la configurazione detta AND-CABLATO (wired-and).
Un esempio può essere quello di figura 23.
Le uscite vengono messe in parallelo tra loro collegandole esternamente ad una resistenza R_L detta resistenza di pull-up, l'altro estremo di R_L è connesso alla tensione di alimentazione per assicurare opportuni valori di tensione e corrente necessari qualora l'uscita Y assuma lo stato logico alto. Se x_1 o x_2 o entrambe sono basse anche Y è bassa, mentre Y ="1" se x1 e x2 sono alte. Si realizza così una funzione AND soltanto collegando tra loro le uscite.

Valori tipici delle porte TTL

I valori tipici per porte TTL standard sono i seguenti:
Tempo di propagazione: 13nsec (3nsec per le TTL Schottky)
Margine di rumore: 0.6-1V (0.4V per le TTL

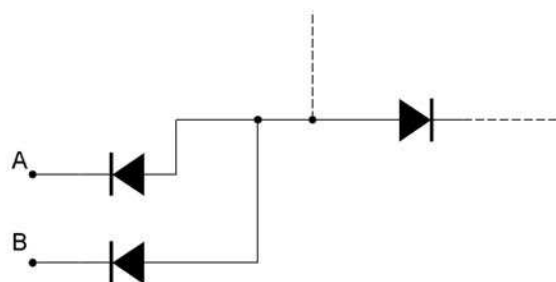



Figura 19 Circuito equivalente per il transistore multiemettitore di ingresso

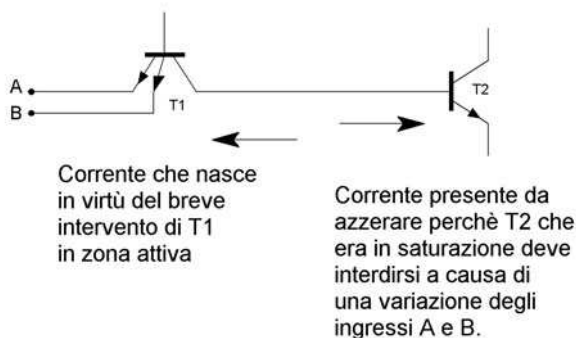



Figura 20 Situazione delle correnti di T1 e T2

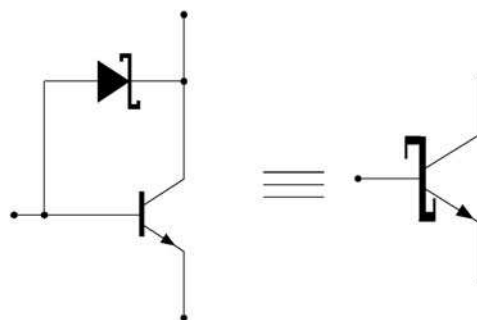



Figura 21 Un transistore Schottky

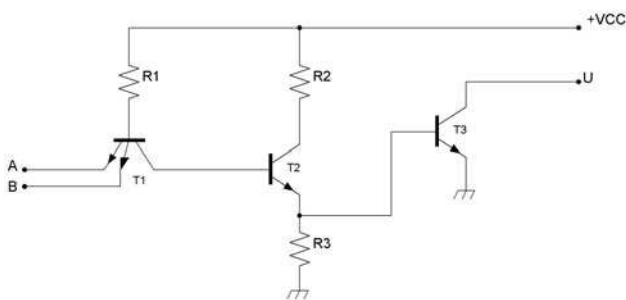



Figura 22 Una porta NAND TTL open collector

Schottky)
Dissipazione di potenza: 10-12mW (19mW per le TTL Schottky)
Fan-out: 10 (anche per le TTL Schottky)

FAMIGLIA LOGICA CMOS

Inverter CMOS

I circuiti digitali a transistori MOS possono essere di due tipi. Il primo impiega transistori unipolari di una sola polarità: una porta o un qualunque elemento logico contiene soltanto MOS a canale p o a canale n, ma non entrambi nello stesso chip. Il secondo tipo di logica impiega i transistori MOS sia a canale n che a canale p entrambi nello stesso chip ed è chiamata complementary MOS o CMOS. Le porte CMOS sono tra le più recenti ed utilizzate grazie ad alcuni vantaggi che presentano rispetto alle TTL e che risulteranno chiari nel corso della trattazione.

La sigla commerciale degli integrati CMOS è composta in genere da quattro cifre di cui le prime due sono 40 e stanno ad indicare la famiglia CMOS, le altre due cifre rappresentano il tipo di porta. Una caratteristica che diversifica le porte CMOS dalle TTL è la tensione di alimentazione che va da 3V a 15V. La famiglia fondamentale CMOS è indicata con il tipo A, tuttavia la notevole evoluzione tecnologica ha consentito lo sviluppo di numerose sottofamiglie tra cui la B (buffered) e la UB (unbuffered); la lettera indicatrice della famiglia viene posta dopo la sigla. La porta logica fondamentale della famiglia CMOS è l'invertitore (not) che viene realizzato con una coppia di mosfet complementari (tipo p,tipo n) collegati come in figura 24. Imosfet usati sono di tipo enhancement (ad arricchimento). Il livello "1" coincide con la tensione di alimentazione. Il livello "0" coincide con il potenziale di massa. Si consideri di fornire all'ingresso il livello "1" ($+V_{DD}$): in questa condizione il mosfet T_2 (a canale p), ha il gate e il source allo stesso potenziale pertanto con V_{GS} = 0 risulta interdetto.

Si riscontra allora tra drain e source una resistenza elevatissima dell'ordine di $10^{10}[\Omega]$. Il mosfet T_1 (a canale n) ha il potenziale del suo gate a $+V_{DD}$ e il source a massa, pertanto risulta in conduzione (naturalmente V_{DD} deve essere maggiore di VT).

La sua resistenza tra drain e source diviene dell'ordine di 200-800 Ohm. I due componenti sono in serie rispetto all'alimentazione e questo impone che abbiano uguali correnti di drain ($I_{D1} = I_{D2}$). Ne segue che benché T_1 sia in saturazione non viene percorso che da una corrente piccolissima, in quanto esso ha come carico la resistenza elevatissima presentata dall'altro mosfet tra drain e source.

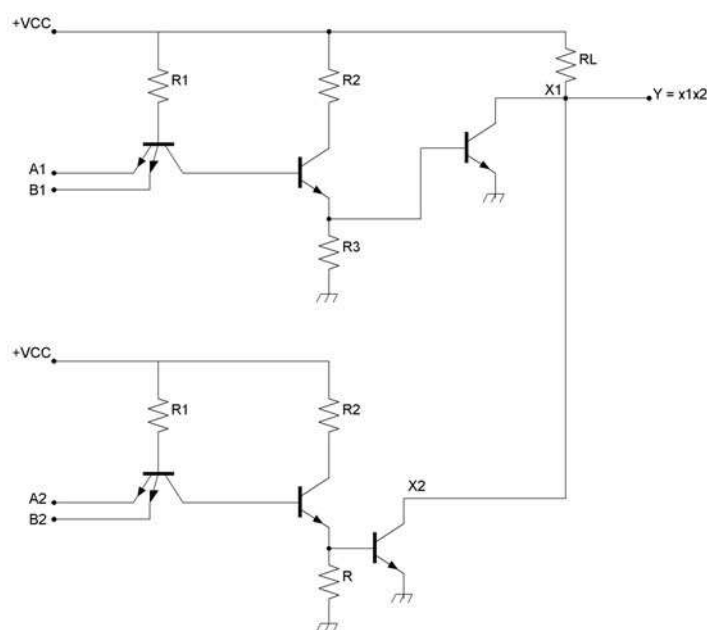



Figura 23 AND cablato

La bassa impedenza di T_1 saturo permette di considerare l'uscita a potenziale di massa, cioè al livello "0". Si consideri ora la situazione opposta, cioè si porti all'ingresso uno "0" logico. In questo caso il mosfet T_2 ha il gate a potenziale di massa e il source a potenziale di alimentazione ($+V_{DD}$), pertanto è in saturazione. Il mosfet T_1 ha invece il gate e il source ad uguale potenziale (massa) per cui, con $V_{GS} = 0$ il componente risulta interdetto e all'uscita si ha il livello logico "1".
Da quanto visto finora si capisce qual è uno dei grandi vantaggi delle porte logiche CMOS rispetto alle famiglie logiche bipolari come ad esempio la TTL: l'assorbimento di corrente negli stati stabili (a regime) "0" ed "1" e praticamente trascurabile pertanto non si ha spesa di potenza da parte dell'alimentazione.
Quindi in condizioni statiche (quando cioè le uscite rimangono al livello "0" o al livello "1") il consumo di potenza è trascurabile. In condizioni di commutazione, cioè durante i transitori in cui l'uscita commuta dal valore "0" al valore "1" o viceversa, si hanno assorbimenti di potenza.
La potenza assorbita aumenta quindi all'aumentare del numero di commutazioni e della tensione di alimentazione.
Si consideri una porta CMOS accoppiata (come carico) ad un'altra dello stesso tipo. Il carico che essa presenta è di tipo capacitivo, infatti la resistenza di ingresso dei CMOS è dell'ordine di $10^{10}[\Omega]$ per cui possiamo prendere in considerazione solo la loro capacità di ingresso. Se poi le porte pilotate sono più di una, la capacità del carico è la somma delle capacità di ciascuna porta.
Se l'uscita è stabile a "0" logico, le capacità sono scariche, allorché la porta not commuti da "0" a "1", tali capacità si caricheranno con una corrente I_C.
Viceversa se l'invertitore è stabile a "1", le capacità sono cariche $+V_{DD}$; allorché l'uscita della porta commuti da "1" a "0", tali capacità si scaricheranno con una corrente I_S. In definitiva, la potenza assorbita durante il funzionamento dinamico (cioè durante le commutazioni) è funzione della frequenza *f* di commutazione, della tensione di alimentazione e della capacità di carico (C_L) secondo la relazione:
$P = CL \cdot V^2_{DD} \cdot f$
Il fan-out dei CMOS è limitato dall'aumentare della capacità C_L di carico che si ha all'aumentare del numero di porte collegate. Se aumenta C_L aumenta il tempo necessario a caricare e scaricare tale capacità durante i transitori di commutazione perché aumenta la costante-tempo, quindi peggiora il tempo di propagazione.
Valori tipici possono essere i seguenti:

Tempo di propagazione: 25-70 nsec
Fan-out: minore di 50
Consumo: 10µW in condizioni statiche / 1mW ad 1MHz di frequenza.

CONCLUDENDO

Con questo articolo abbiamo fatto un po' di luce sui circuiti integrati contenenti porte logiche. È ora compito del progettista fare tesoro di queste informazioni per poter scegliere ad esempio un 74S00, piuttosto che un 74L00 o un integrato in tecnologia TTL, piuttosto che uno un CMOS. Utilizzando i valori V_{IH}, V_{IL}, V_{OH} e V_{OL} è possibile sapere anche se due porte in tecnologia diversa sono tra loro compatibili.
Da ora in poi gli strani geroglifici nei datasheet dei costruttori assumeranno decisamente un significato diverso!

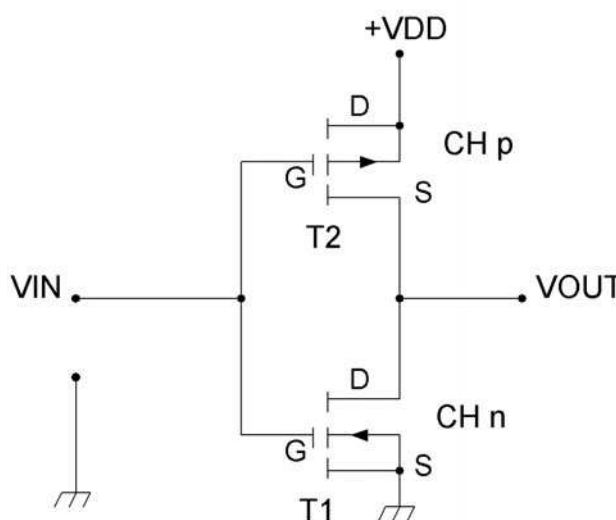



Figura 24 Inverter CMOS

CITTÀ DI MONTEROTONDO

17 – 18 SETTEMBRE 2005

17^ FIERA DEL RADIOAMATORE DELL'ELETTRONICA ED INFORMATICA

MONTEROTONDO (ROMA)

PALAZZETTO DELLO SPORT

ORE 9.00 – 13.00 / 15.00 – 19.00

ORGANIZZAZIONE GEDIT

TEL. 075.5991028 – 348.3307007

Alimentatori switching:

Eccoci anche questo mese a parlare di switching... Ne è passata di acqua sotto i ponti! Come se non bastasse la pletora di tipologie di switching presentate finora, introduciamo una nuova tipologia di controllo: la current-mode.

INTRODUZIONE

A chi mi segue sin dalle prime puntate, sarà forse venuto il dubbio e l'inquietante domanda...ma quante tipologie di switching ci sono?? E perché tutte quelle sinora presentate, non ce le facciamo bastare? La risposta è, ovviamente, che **ognuna porta con sé pregi e difetti**, ed è un compito importante del progettista elettronico saper selezionare quella che si adatta meglio alle esigenze del progetto...per questo motivo introduciamo un'altra tipologia di controllo, dopo la V-Mode: la Current-Mode (a volte abbreviata C-Mode o CM).

LA TIPOLOGIA DI CONTROLLO CURRENT-MODE

Storicamente, questa tipologia è stata introdotta diversi anni dopo la Voltage-Mode (VM).
Per spiegare con chiarezza questa nuova tipologia, riprendiamo in figura 1 uno schema esemplificativo della tipologia VM.

Notate l'usuale presenza del riferimento di ten-

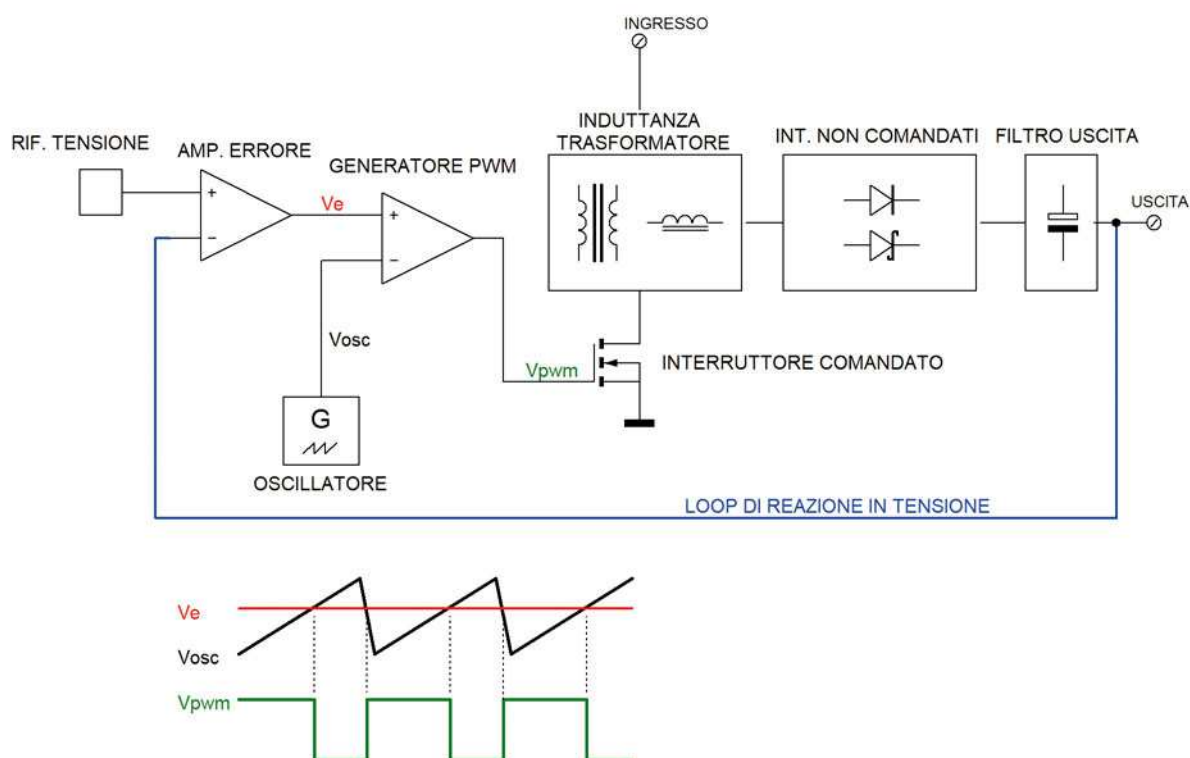



Figura 1 *Tipologia VM*

La tipologia di controllo PWM current-mode

di Romano Bernarducci
r.bernarducci@farelettronica.com

sione, dell'oscillatore, dell'amplificatore di errore, degli interruttori (comandati e non) e del serbatoio magnetico, induttanza o trasformatore a seconda delle tipologie. Lo schema di figura 1 è chiaramente di principio, e suppone genericamente un MOSFET di tipo N come interruttore comandato, ma questo non pregiudica minimamente la validità della trattazione che segue.
Nelle scorse puntate abbiamo visto come **il duty-cycle del PWM sia direttamente proporzionale alla tensione di errore**, cioè alla differenza tra tensione di uscita e tensione desiderata. Notate quindi la presenza di un solo loop di controreazione, evidenziato in colore blu. Introduciamo ora la tipologia di controllo Current Mode, con l'analogo schema di principio visibile in figura 2.

Di primo acchito noterete la presenza di **due** loop di reazione: uno è identico al precedente, l'altro, evidenziato in magenta, costituisce **il loop di reazione in corrente che da il nome alla tipologia.**
Esaminiamone nel dettaglio il funzionamento. Per prima cosa, **il generatore non è più necessario che sia a dente di sega o triangolare, come nel caso VM.** Anche se esternamente al chip è molto spesso ancora presente la classica rampa (per comodità di realizzazione si usa quasi sempre la carica/scarica di un condensatore), internamente la si utilizza **solo per generare degli stretti impulsi di clock**, come in figura 2, utilizzati per attivare il LATCH interno. Ai neofiti che si chiedono cosa

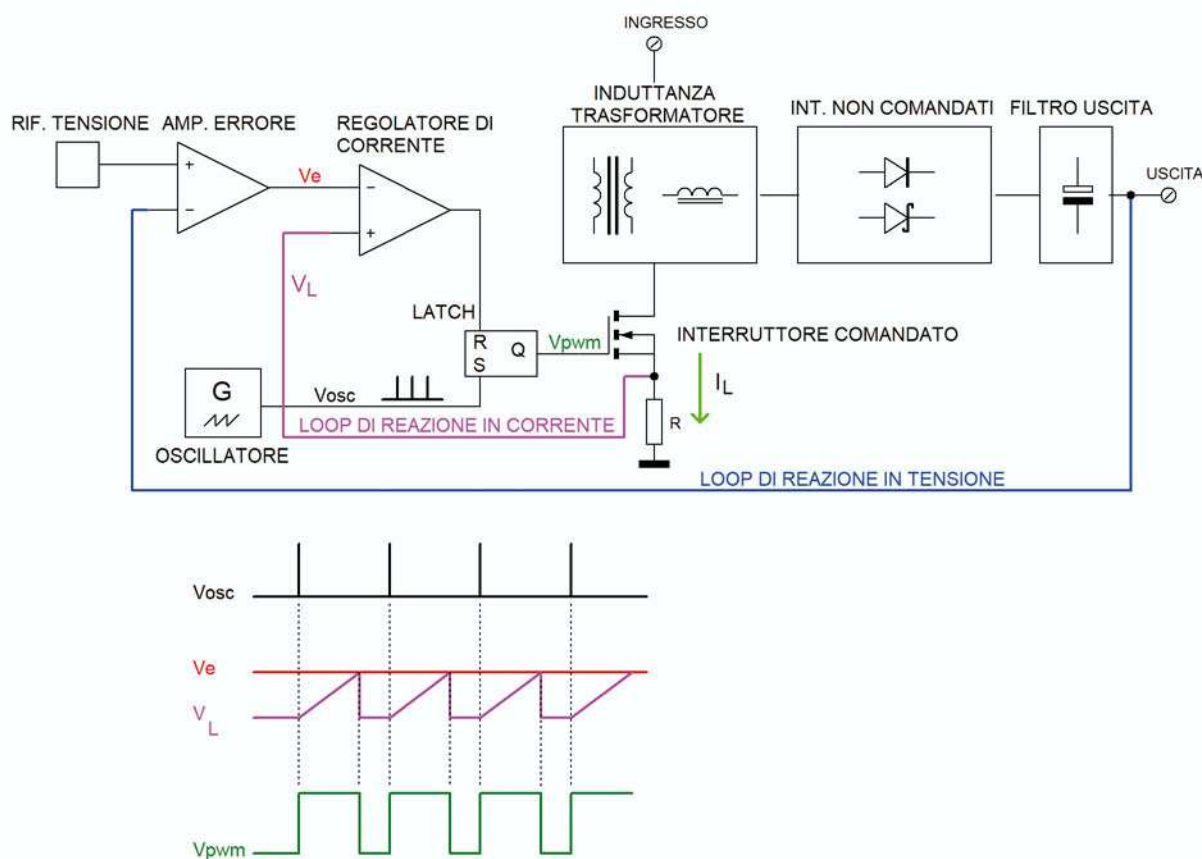



Figura 2 *Tipologia CM*

sia un LATCH consiglio di dare uno sguardo al riquadro di approfondimento.

Il Latch RS

È un dispositivo logico dotato di almeno due ingressi, indicati con R e S, e di almeno una uscita, indicata con Q. L'ingresso R indica il Reset (disattivazione), l'ingresso S indica il Set (attivazione). Quando arriva un impulso sull'ingresso S, l'uscita Q va a livello logico 1, e ci resta anche dopo la cessazione dell'impulso. Analogamente, quando arriva un impulso sull'ingresso R, l'uscita Q va a livello logico 0, e ci resta anche dopo la cessazione dell'impulso. A riposo, sia R che S sono a livello logico 0, e l'uscita Q rimane nello stato precedente. Il caso di R e S contemporaneamente a 1, non è ammissibile.

Quindi, mentre nel VM la rampa dell'oscillatore è utilizzata **direttamente** per generare il PWM tramite il comparatore, nel caso del CM **l'oscillatore**, tipicamente a frequenza fissa, **ha il solo scopo di attivare periodicamente l'uscita**, tramite l'ingresso S del latch. Lo spegnimento dell'uscita verrà effettuato dal comparatore indicato come REGOLATORE DI CORRENTE in figura 2, tramite l'ingresso R del LATCH.

Cosa succede non appena l'uscita Q attiva il MOSFET esterno?
Beh, inizierà a scorrere corrente nel serbatoio magnetico (induttanza o trasformatore): **la tipologia CM prevede che si controlli questa corrente**, quindi preliminarmente occorrerà misurarla.
Uno dei sistemi più economici ed accurati per misurare una corrente, è farla scorrere su una resistenza di valore noto e misurare la caduta di tensione ai suoi capi: queste tre grandezze sono infatti legate dalla ben nota Legge di Ohm. È proprio questo lo scopo della resistenza R di figura 2: convertire la I_L in una tensione $V_L = I_L * R$.
Come sapete, la corrente I_L in un'induttanza sale linearmente come una rampa, quindi lo stesso farà V_L (vedi grafico magenta in figura 2). Quando questa tensione raggiungerà la tensione di errore, l'uscita del REGOLATORE DI CORRENTE andrà a livello alto e resetterà il LATCH, spegnendo il MOSFET. Il ciclo poi si ripeterà identico al successivo impulso di clock. È quindi evidente che, **l'aumento della tensione di errore, dovuta ad esempio ad un improvviso aumento di assorbimento da parte del carico, farà aumentare il tempo di ON, quindi la corrente di picco raggiunta nel serbatoio magnetico, e di conseguenza, l'energia disponibile per il trasferimento al carico.**

COMPARAZIONE TRA TIPOLOGIE VM E CM

Fin qui, bene, direte, ci siamo complicati la vita introducendo un altro loop di controreazione...Vediamo quali sono i vantaggi e gli svantaggi della tipologia CM rispetto alla VM.

Velocità di risposta alle variazioni della V_{in}

Supponiamo che V_{IN} diminuisca bruscamente.

- **VM:** la diminuzione di V_{IN} si deve prima riflettere sull'uscita, e la corrispondente diminuzione di V_{OUT} essere corretta dal loop di controreazione, in un tempo che dipende dalla velocità di risposta di quest'ultimo.
- **CM:** la diminuzione di V_{IN}, fa sì che la corrente nell'induttanza ci metta più tempo a raggiungere il valore di V_L = Ve. Purché questo tempo non superi il periodo massimo, la correzione è quindi **istantanea** (non bisogna attendere la lenta risposta del circuito di uscita).

Preferibile: **CM**

Velocità di risposta alle variazioni del carico

Supponiamo che il carico aumenti improvvisamente, facendo abbassare la tensione di uscita. Sappiamo che la velocità di correzione dell'errore è strettamente legata alla **banda passante del loop di controreazione in tensione.**

- **VM:** nel loop di controreazione è sempre presente un'induttanza (o trasformatore) ed il condensatore di uscita. Questo corrisponde ad avere un **doppio polo nella risposta in frequenza**, che deve essere compensato pesantemente per garantire la stabilità. Quindi: rete di compensazione complessa e/o banda passante più ridotta.

Amplificatori BF da *3* a *600W*

Una vasta gamma di amplificatori di Bassa Frequenza, dai moduli monolitici da pochi watt fino ai più sofisticati amplificatori valvolari ed ai potentissimi finali a MOSFET. Normalmente disponibili in scatola di montaggio, alcuni modelli vengono forniti anche montati e collaudati.

Codice	Natura	Tipologia	Stadio	Potenza musicale max	Potenza RMS max	Impedenza di uscita	Dissipatore	Contenitore	Alimentazione	Note	Prezzo
K8066	kit	mono	TDA7267A	-	3W / 4 ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	6-15 VDC	modulo	10,00
K4001	kit	mono	TDA2003	7W	3,5W / 4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	6-18 VDC	modulo	11,00
VM114	montato	mono	TDA2003	7W	3,5W / 4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	6-18 VDC	modulo	14,00
FT28-1K	kit	mono	TDA7240	-	20W/4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	10-15 VDC	booster auto	10,30
FT28-2K	kit	stereo	2 x TDA7240	-	2 x 20W/4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	10-15 VDC	booster auto	18,00
K4003	kit	stereo	TDA1521	2 x 30W	2 x 15W/4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	2 x 12 VAC	modulo	27,50
VM113	montato	stereo	TDA1521	2 x 30W	2 x 15W/4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	2 x 12 VAC	modulo	29,00
FT104	kit	mono	LM3886	150W	60W / 4ohm	4 / 8 ohm	NO	NO	± 28 VDC	modulo	21,50
FT326K	kit	mono	TDA1562Q	70W	40W / 4ohm	4 / 8 ohm	NO	NO	8-18 VDC	modulo classe H	27,00
FT15K	kit	mono	K1058/J162	150W	140W / 4ohm	4 / 8 ohm	NO	NO	±50 VDC	modulo MOSFET	30,00
FT15M	montato	mono	K1058/J162	150W	140W / 4ohm	4 / 8 ohm	NO	NO	±50 VDC	modulo MOSFET	40,00
K8060	kit	mono	TIP142/TIP147	200W	100W / 4ohm	4 / 8 ohm	NO	NO	2 x 30 VAC	modulo	21,00
VM100	montato	mono	TIP142/TIP147	200W	100W / 4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	2 x 30 VAC	modulo	52,00
K8011	kit	mono	4 x EL34	-	90W / 4-8ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	230VAC (alimentatore compreso)	valvolare	550,00
K3503	kit	stereo	TIP41/TIP42	2 x 100W	2 x 50W / 4ohm	4 / 8 ohm	SI	SI	10-15 VDC	booster auto	148,00
K4004B	kit	mono/ stereo	TDA1514A	200W	2 x 50W / 4ohm (100W / 8ohm, ponte)	4 / 8 ohm	SI	SI	±28 VDC	-	80,00
K4005B	kit	mono/ stereo	TIP142/TIP147	400W	2 x 50W / 4ohm (200W / 8ohm, ponte)	4 / 8 ohm	SI	SI	±40 VDC	-	108,00
K4010	kit	mono	2 x IRFP140 / 2 x IRFP9140	300W	155W / 4ohm	4 / 8 ohm	SI	NO	230 VAC (alimentatore compreso)	MOSFET	228,00
K4020	kit	mono/ stereo	4 x IRFP140 / 4 x IRFP9140	600W	2 x 155W / 4ohm (300W / 8ohm, ponte)	4 / 8 ohm	SI	SI	230 VAC (alimentatore compreso)	MOSFET	510,00
K8040	kit	mono	TDA7293	125W	90W / 4ohm	4 / 8 ohm	SI	SI	230 VAC (alimentatore compreso)	MOSFET	285,00
K8010	kit	mono	4 x KT88	-	65W / 4-8ohm	4 / 8 ohm	SI	SI	230 VAC (alimentatore compreso)	valvolare classe A	1.100,00
M8010	montato	mono	4 x KT88	-	65W / 4-8ohm	4 / 8 ohm	SI	SI	230 VAC (alimentatore compreso)	valvolare classe A	1.150,00
K4040	kit	stereo	8 x EL34	-	2 x 90W / 4-8ohm	4 / 8 ohm	SI	SI (cromato)	230 VAC (alimentatore compreso)	valvolare	1.200,00
K4040B	kit	stereo	8 x EL34	-	2 x 90W / 4-8ohm	4 / 8 ohm	SI	SI (nero)	230 VAC (alimentatore compreso)	valvolare	1.200,00

Tutti i prezzi si intendono IVA inclusa.

FUTURA ELETTRONICA

Via Adige,11 ~ 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 ~ Fax. 0331/778112
www.futuranet.it

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA). Caratteristiche tecniche e vendita on-line: *www.futuranet.it*

- **CM:** il pilotaggio in corrente dell'induttanza, elimina un polo, per motivi che sarebbe troppo lungo spiegare. La compensazione del **singolo polo rimanente** è più semplice e/o la banda passante è più ampia.

Preferibile: **CM**

Stabilità di funzionamento ed efficienza a bassa V_{in}

Spesso accade che, visualizzando con un oscilloscopio il segnale di uscita del circuito di controllo (che va all'interruttore di potenza), **con un carico costante e a tensione d'ingresso costante**, non si riesca a triggerare una forma d'onda stabile. Questa instabilità, supponendo che non sia dovuta all'errato calcolo della rete di compensazione, può dipendere da molte cause, prima fra tutte il rumore captato dallo stadio di generazione PWM.

- **VM:** il PWM viene generato da un comparatore che effettua il confronto tra il segnale a rampa e la tensione di errore. Entrambi questi segnali hanno in genere ampiezza elevata, quindi la modulazione del PWM è tipicamente molto stabile. Il duty-cycle può arrivare teoricamente al 100% senza problemi. L'efficienza a bassa tensione di ingresso è standard.
- **CM:** il PWM viene attivato periodicamente dall'oscillatore, e disattivato dal comparatore che confronta la tensione di errore con la caduta di tensione su un resistore (corrente I_L). La resistenza è quindi in serie all'induttanza, e per ovvi motivi di efficienza, è bene che sia di valore molto basso. **Quindi la tensione a disposizione per la comparazione è molto bassa, soprattutto ai bassi carichi.** Il duty-cycle massimo è limitato al 50%, per garantire la stabilità del loop di controllo in corrente. Per duty-cycle superiori occorre effettuare la cosiddetta "slope-compensation", che richiede qualche componente aggiuntivo. L'efficienza a basse tensioni di ingresso è ridotta a causa della caduta di tensione sulla resistenza di sensing della corrente.

Preferibile: **VM**

Il confronto potrebbe continuare ancora a lungo, tuttavia credo che sia sufficiente a dimostrare quanto volevo, e cioè che **non esiste la tipologia "ideale".**

CIRCUITI INTEGRATI CM DI IA GENERAZIONE: UC384X

La famiglia di circuiti integrati UC384x è stata tra le prime ad implementare la tipologia di controllo CM. Questa famiglia è composta di 4 circuiti integrati, l'UC3842, UC3843, UC3844 e UC3845, che differiscono per alcune caratteristiche, rendendo ciascuno più o meno adatto alle diverse applicazioni. In figura 3 è visibile lo schema interno.

Come per il controllo VM tipo TL5001, anche in questo caso è da notare la compattezza del circuito (solo 8 pin), la disponibilità sia in versione tradizionale che SMD, da moltissime case diverse (National, ST, Texas...), e per finire la facile reperibilità presso i rivenditore abituali. Vi consiglio quindi di procurarvene qualche esemplare quanto prima, visto che nelle prossime due puntate presenterò altrettanti switching con questi componenti (UC3844/UC3845). Le differenze tra le 4 versioni sono legate fondamentalmente a due aspetti:

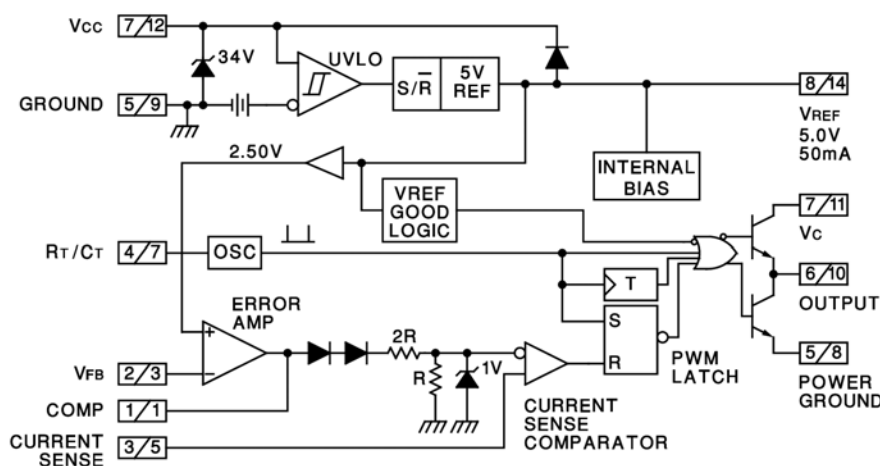



Figura 3 Schema interno circuiti integrati UC384x

EMI - RFI Filters
for all applications
Electronics and Electromechanical
ACTRONIC S.r.l.
Costruzione componenti elettronici
20033 Desio (Mi) - V.le Lavoratori Autobianchi, 1 - Lotto 11/G
Telefoni: 0362.306902 - 0362.306233 - Fax: 0362.307458
website: www.actronic.it
e-mail: actronic@actronic.it

1. **La tensione minima di funzionamento.**
2. **Il massimo duty-cycle a disposizione.**
   Per l'esattezza, **le versioni UC3844 e UC3845 hanno il duty-cycle massimo limitato al 50%**, in quanto integrano al loro interno il flip-flop di tipo T visibile (con connessioni tratteggiate) sopra il LATCH R-S in figura 3. **Il flip-flop T divide per due la frequenza di ingresso, limitando quindi al 50% il massimo duty-cycle ottenibile in uscita.** Vedremo nella prossima puntata che questa caratteristica li rende ideali per la tipologia flyback. L'ulteriore differenziazione tra l'UC3844 e UC3845 risiede nella tensione di intervento dell'UVLO, che come sapete impedisce il funzionamento del circuito per tensioni di ingresso inferiori ad un certo livello. Tale livello vale 8,5V per l'UC3845, e 16V per l'UC3844. È evidente quindi che l'UC3844 sarà di preferenza utilizzato in applicazioni ad alta tensione di ingresso, ad esempio per switching collegati direttamente alla rete elettrica (cosiddetti **off-line**), mentre l'UC3845 sarà di migliore utilità per gli switching funzionanti a bassa tensione, ad esempio collegati alla batteria a 12V dell'automobile.
   Le versioni UC3842 e UC3843, non integrando il flip-flop T, possono fornire duty-cycle fino al 100%, e sono quindi più indicate per le tipologie forward o buck/boost. Anche in questo caso, la versione di numero minore (UC3842) ha l'UVLO a 16V, mentre la UC3843 ha l'UVLO a 8,5V.

Notate comunque che tutti questi dispositivi non sono adatti per basse tensioni di ingresso, dove si preferisce utilizzare altri dispositivi (anche in tipologia VM).
Analizziamo ora il componente pin a pin (fare riferimento alla numerazione a sinistra dei pin di figura 3, poichè quella a destra si riferisce al package a 14 pin).

- **Pin 1 -** COMP (compensazione). Tra questo e il pin 2, viene in genere collegata una rete R-C parallelo, che definisce la risposta in frequenza e il guadagno del loop di reazione in tensione.
- **Pin 2 -** V_{FB} (tensione di feedback). È il piedino invertente dell'amplificatore di errore. Vedi pin 1.
- **Pin 3 -** CURRENT SENSE. Utilizza la caduta di tensione ai capi di una resistenza in serie all'induttanza principale, per decidere quando spegnere il MOSFET di uscita, ad ogni ciclo.
- **Pin 4 -** R_T/C_T. Definisce la frequenza di oscillazione, tramite un condensatore verso massa ed una resistenza verso il V_{REF} (pin 8). La formula che fornisce la frequenza è la: $f_{osc} = 1{,}72 / (R_T * C_T)$.
  NOTA: per le versioni UC3844 e UC3845, il flip-flop T fa sì che in uscita sarà presente una frequenza pari alla metà di quella appena calcolata.
- **Pin 5 -** GROUND. Collegare alla massa del circuito.
- **Pin 6 -** OUTPUT (uscita). Di tipo totem-pole, ad alta corrente (1A di picco!) per caricare e scaricare velocemente le capacità dei MOSFET esterni.
- **Pin 7 -** V_{CC}. Tensione di alimentazione, variabile da quella minima dell'UVLO (8,5 o 16V), fino ad un massimo assoluto di 34V.

Figura 4 *Schema tipico di uno switching CM con UC384x*

- **Pin 8** - V_{REF}. Tensione di riferimento, 5,0V con max. 50mA di assorbimento.

Un tipico schema di utilizzo di un circuito tipo UC384x è riportato in figura 4.

Esaminiamo un poco più nel dettaglio i componenti.

- Il partitore resistivo costituito dalle resistenze Rp1 e Rp2 ha il solito compito di **ridurre la tensione di uscita al valore del riferimento interno.** Ovviamente la connessione V_{OUT} all'estrema sinistra, indica il punto di collegamento nel circuito completo. Tutti i componenti della famiglia UC384x, hanno il riferimento a 5V, e diventa quindi immediato calcolare Rp1 e Rp2 a seconda della tensione di uscita desiderata.
- La resistenza Rf stabilisce il guadagno dell'amplificatore di errore, pari a G = Rf / (Rp1 // Rp2). Con (Rp1 // Rp2) ho indicato la resistenza equivalente parallelo di Rp1 e Rp2, come noto pari a Rp1 * Rp2 / (Rp1 + Rp2).
Guadagni più elevati forniscono minore errore nella tensione di uscita e maggiore rapidità di risposta alle variazioni del carico; tuttavia guadagni troppo elevati possono causare instabilità del loop di reazione.
Per motivi legati alle caratteristiche dell'amplificatore di errore, per la famiglia UC3842x, Rf deve essere sempre > = 7kΩ.
- I condensatori Cp e Cf modellano la risposta in frequenza del loop di reazione, in modo da garantire una banda passante la più ampia possibile, senza però esagerare, pena instabilità. Al solito, la trattazione analitica è abbastanza complessa e non sarà presentata.
Comunque, per non lasciarvi totalmente insoddisfatti, **considerate che la banda passante dovrà essere sempre molto inferiore alla frequenza di switching:** valori da 1/5 a 1/10 sono abbastanza comuni. Ad esempio, se f_{SW} fosse pari a 50kHz, potrei selezionare Cp e Cf in modo da ottenere una risposta in frequenza del loop di reazione nel range 5-10kHz.
NOTA: nel calcolo, andrebbe considerato anche il polo introdotto dall'induttanza e dalla capacità di uscita.
- R_T e C_T determinano la frequenza di oscillazione in accordo con la formula vista in precedenza. Per aumentare la stabilità dell'oscillatore, la resistenza R_T, che carica il condensatore C_T, viene collegata alla tensione stabilizzata V_{REF}, opportunamente portata all'esterno sul pin8.
- I condensatori C sono i classici 100n (o più) di disaccoppiamento e filtraggio.
- Il diodo Schottky Ds e la resistenza Rg, insieme proteggono dal cosiddetto **"ground-bounce", cioè dalla sovratensione negativa** causata durante le commutazioni, dall'induttanza parassita del collegamento tra pin 6 e MOSFET, accoppiata alla capacità di Gate.
- Per finire, **Rfil e Cfil hanno il compito di filtrare la rampa di tensione**, causata dalla corrente che scorre nella resistenza Rsense.
Ricordate che questa rampa, in genere di ampiezza ridotta per motivi di efficienza, determina il corretto funzionamento del loop di reazione in corrente. Perchè il filtraggio? Considerate che il trasformatore (ma anche l'induttanza), ha uno schema equivalente in cui è presente una **capacità parassita in parallelo all'avvolgimento**, come in figura 5.

Figura 5 *Circuito equivalente (parziale) di un trasformatore*

Per un breve periodo, durante il quale si carica il condensatore alla tensione di ingresso, scorre in Rsense una grande corrente. Questa corrente genera lo spike di tensione visibile nella forma d'onda rossa di figura 5. Ricordando il funzionamento del controllo CM (figura 2), **questo spike potrebbe interrompere prematuramente il periodo di ON dello switching.** Il filtro costituito da Rfil e Cfil deve essere quindi dimensionato in modo da eliminare o ridurre questo spike, lasciando comunque passare con la minima distorsione la rampa reale (in verde in figura 5).

CIRCUITI INTEGRATI CM DI IIA GENERAZIONE: UCC380X

Questi circuiti integrati risolvono alcuni problemi caratteristici della famiglia UC384x, pur mantenendo molte caratteristiche di base e la stessa piedinatura. Innanzi tutto, occorre dire che questa famiglia è costruita in tecnologia CMOS invece della tecnologia bipolare, quindi presenta un assorbimento di corrente a riposo (cioè la corrente necessaria al funzionamento interno) nettamente inferiore. Presentano poi la seguente lista di vantaggi:

1. Non richiedono più il diodo Schottky e la resistenza Rg di protezione dal *"ground-bounce"*.
2. Non richiedono più la rete RC di filtraggio dello spike iniziale di commutazione, sostituita da una cancellazione digitale denominata *"leading edge blanking"*. In pratica all'inizio di ciascuno impulso di uscita, l'ingresso CS viene messo internamente a massa per un brevissimo tempo (100ns). Se nella vostra applicazione la capacità parassita dovesse essere così elevata da creare uno spike di durata superiore, dovrete necessariamente utilizzare ancora la rete di filtraggio Rfil-Cfil.
3. Esistono in numero maggiore di versioni (6), dall'UCC3800 all'UCC3805, con differenti tensioni di UVLO rispetto alla famiglia bipolare. La famiglia include ora due dispositivi, l'UCC3803 (duty-cycle massimo 100%) e l'UCC3805 (duty-cycle massimo 50%), in grado di funzionare a partire da 4,1V.
4. Tutti hanno il soft-start incorporato, cioè partenza graduale del PWM all'accensione per evitare stress ai componenti esterni.
5. Infine, hanno la possibilità di funzionamento a frequenza maggiore (max. 1MHz teorico).

Lo schema tipico di uno switching CM con UCC380x sarà quindi come quello di figura 4 con le semplificazioni appena citate (figura 6).

CONCLUSIONI

Concludiamo qui, per ora, la presentazione teorica della tipologia CM. Agli smanettoni che non riescono a leggere più di una pagina senza mettere mano al saldatore, prego di avere pazienza...prossimamente vi attendono due nuovi alimentatori molto interessanti, tra cui uno switching multi-uscita. Sono disponibile come al solito a darvi una mano nei vostri progetti, contattatemi pure via e-mail. Vi aspetto alla prossima puntata!

Bibliografia

Unitrode (Texas Instruments) Application Note DN62.
Unitrode (Texas Instruments) Application Note U100A.
Unitrode (Texas Instruments) Application Note U133A.

Per un veloce reperimento dei documenti, vi consiglio una ricerca sul Web, digitando ad esempio "U100A pdf".

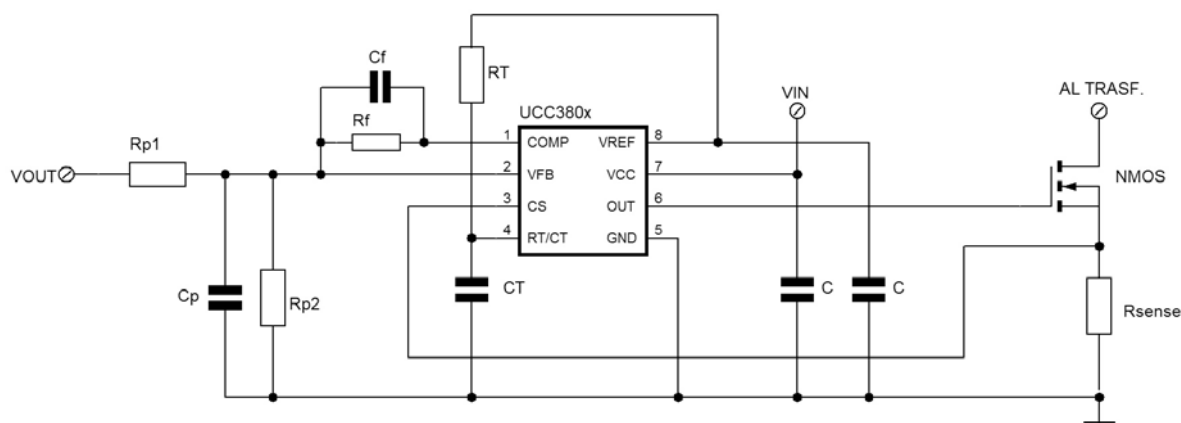



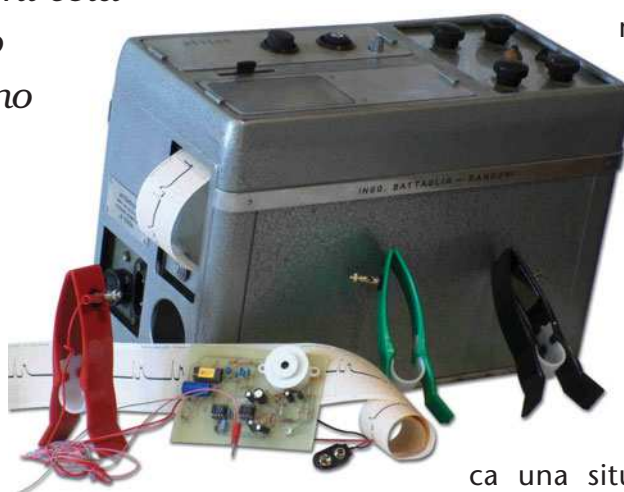
Figura 6 *Schema tipico di uno switching CM con UCC380x*

Biofeedback

In questi tempi dove il PC la fa da padrone e molte, troppe cose si trovano già pronte, mi sembra stimolante proporre strumentazioni per il Biofeedback. Ma che cosa è? Molto è stato detto e fatto su questo argomento, molto dimenticato e soprattutto mistificato. Ma ciò che crea contrasti e discussioni cela comunque un nucleo affascinante: vediamo insieme un po' di storia, un po' di applicazioni e come costruire ed usare alcune interfacce per monitorare i segnali biologici. In questa prima parte si tratta della costruzione, molto economica, di un monitor di battito cardiaco.

LA CONTROREAZIONE BIOLOGICA

Il Biofeedback (B.F.) è un procedimento mediante il quale alcuni segnali elettrofisiologici, la cui origine è normalmente al di sotto della consapevolezza cosciente, vengono prelevati, amplificati e presentati al soggetto che li produce in modo da essere visualizzati e\o ascoltati. L'idea di base è piuttosto vecchia e risale a gli anni '40, i segnali biologici possono essere il ritmo cardiaco ECG, quello respiratorio, la pressione sanguigna, la resistenza della pelle, l'elettroencefalogramma EEG ed ogni altro segnale elettrico che possa essere prelevato da un essere vivente in modo relativamente comodo e non invasivo. Praticamente mediante il B.F. una persona può divenire cosciente di alcuni meccanismi fisiologici che accadono in modo autonomo, senza l'intervento della volontà, al proprio corpo.

A cosa serve tutto ciò?

Facciamo un esempio: il meccanismo dello stress. Una situazione di disagio provoca delle perturbazioni fisiologiche (variazione battito cardiaco, del ritmo respiratorio, contrazione dei muscoli, ecc.) lo stato fisico risultante si somma al disagio iniziale e provoca una situazione ancora peggiore, che si aggiunge a quella iniziale e così via. Si crea così una reazione positiva che aumenta enormemente lo stress. Il B.F., come suggerisce il nome, è una reazione negativa biologica: si diventa consapevoli dell'alterazione di alcune funzioni di risposta automatica del corpo e tale coscienza può dare il via a tecniche di rilassamento delle quali si può monitorare il risultato istante per istante.

La contro-reazione così ottenuta contrasta quella di rafforzamento, che ci porta malessere. Naturalmente non occorre portarsi dietro l'apparecchietto quando si pensa di avere chiarimenti sentimentali o si progetta di chiedere un aumento di stipendio, lo si usa prima come

Monitor cardiaco portatile

di Vittorio Marradi
vittorioaldo.marradi@fastwebnet.it

strumento di training per imparare a rilassarsi e a controllare le proprie reazioni.

LE CONTROVERSIE

L'informazione non accurata e il gusto del sensazionale legato alle solite esigenze di mercato hanno portato queste tecniche dalle stelle alla polvere e viceversa, però si potrebbe fare buon uso di queste conoscenze e alcuni studi riportano risultati interessanti in applicazioni quali: mitigare l'ansia, alleviare spasmi muscolari, rilassarsi cercando di raggiungere un ritmo alfa cerebrale. In ogni caso qualunque motore di ricerca vi farà accedere a decine di migliaia di siti Internet che trattano queste tematiche. Chiaramente per ottenere risultati occorre lavorare su se stessi, non basta essere consapevoli di certe cose per cambiare direzione, non esistono oggetti che per la loro natura elettronico-magica risolvono problemi. L'equazione oggetto elettronico = magia ha fatto sì che nel corso del tempo ad alcuni di questi dispositivi sia stato attribuito un significato non corretto, ma pilotato, ed essi hanno raggiunto in certi casi un costo in denaro esorbitante.
Un'ipotesi di lavoro interessante è questa: molte forme di condizionamento sono effettuate attraverso la sfera emozionale, che produce segnali fisiologici rilevabili. Si può provare a vedere che cosa succede quando qualche condizionamento è in azione su di noi: ad esempio controllare le variazioni della resistenza della pelle (GSR cioè Galvanic Skin Response) durante uno spettacolo televisivo infarcito di pubblicità.
Gli strumenti che vorrei proporre sono: due modelli di ECG, uno più semplice per l'ascolto del battito cardiaco ed uno più raffinato in grado di visualizzare il tracciato ECG. Inoltre un misuratore GSR, una *Mind Machine*, un elettroencefalografo. La Mind Machine è una macchina di vecchia data che mediante suoni e luci favorisce uno stato di rilassamento, non è propriamente un sistema biofeedback ma può agire comunque a livello fisiologico.

UN PO' DI STORIA DELL'ECG

L'idea che gli organismi viventi generino segnali elettrici è antica, addirittura legata alla controversia tra *Volta* e *Galvani*; però le tensioni generate a livello muscolare sono assai piccole ,80-100 mV e si riducono ulteriormente a livello della pelle: in tale caso il segnale massimo generato dal cuore raggiunge tipicamente il livello di un millesimo di Volt.
Al tempo di Volta, nella seconda metà del 700 non esistevano sensibili strumenti di misura, occorre aspettare lo sviluppo del galvanometro nel 1825 per poter avere un mezzo per misurare l'elettricità che sta alla base delle contrazioni muscolari. Tuttavia per avere qualcosa di meglio ci vuole l'invenzione dell'elettrometro capillare costruito da Lippmann nel 1873, figura 1.
Con tale strumento si potevano osservare tramite un microscopio i movimenti della superficie di separazione mercurio-acido solforico all'interno di un capillare in vetro. La tensione superficiale del mercurio variava con la differenza di potenziale applicata agli estremi del capillare e si potevano così rilevare tensioni dell'ordine del mV. Nel 1888 *Weller* usò questo elettrometro per rilevare il battito cardiaco a livello della pelle.

Willlem Einthoven nacque a Giava, colonia olandese, nel 1860. Il padre era ufficiale medico, la madre di ottima posizione sociale. Per la morte del padre torna a 6 anni in Olanda e studia medicina a Utrecht. Dopo pubblicazioni rimarchevoli nell'ambito medico si dedica allo studio del segnale elettrico generato dal cuore, perfezionando enormemente il galvanometro a corda e dimostrando notevoli capacità da fisico,

oltre che da medico. Gli fu assegnato il premio Nobel nel 1924 e si spense nel 1927.

Il lavoro di Einthoven

Le basi erano ormai poste, verso la fine del 900 Einthoven suggerì la forma del segnale elettrocardiaco, vedi figura 2, ed il nome delle onde P Q R S T: tale denominazione è usata ancora oggi.

Data l'inerzia nella risposta dell'elettrometro a mercurio, Einthoven stesso nei primi del 900 usò un galvanometro a corda costituito da un filo di quarzo argentato sospeso in un campo magnetico potentissimo: la tensione da misurare veniva applicata ai capi del filo che si muoveva all'interno del campo magnetico per azione elettrodinamica, e tale movimento veniva rilevato da un sistema ottico che permetteva la misura.
L'idea era un perfezionamento del galvanometro di Adler usato in telegrafia, il magnete permanente originale era sostituito da un elettromagnete raffreddato ad acqua, le espansioni polari del quale erano opportunamente sagomate in modo da concentrare il campo magnetico nella ristretta regione di spazio in cui si trovava il filo.

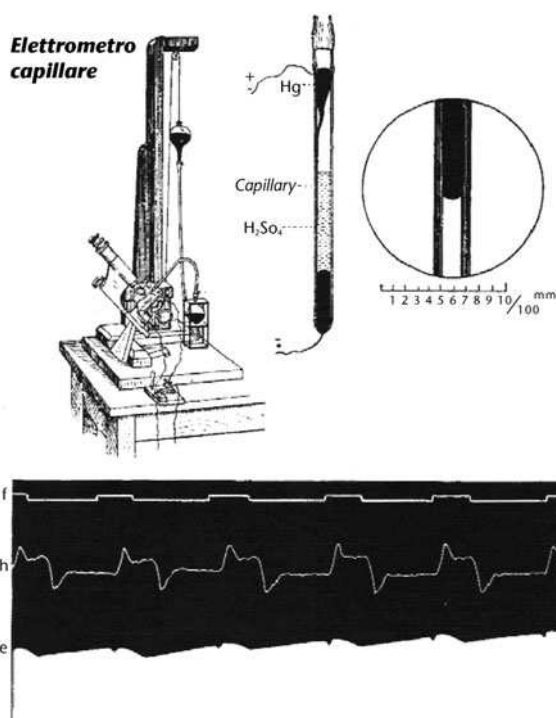



Figura 1 *Elettrometro capillare*

La sensibilità era notevole: fino a 10 picoAmpere con una rapidità di risposta di un millesimo di secondo per milliVolt. Tutto il complesso pesava 300 chili e gli elettrodi erano costituiti da tre recipienti pieni di soluzione conduttiva salina nella quale venivano immersi polso destro, sinistro, e gamba sinistra, vedi figura 3.

Le derivazioni

Questo modo di prelevare il segnale è usato ancora oggi, mettendo gli elettrodi negli stessi punti, polso destro (Right Arm) RA, polso sinistro (Left Arm) LA, gamba sinistra (Left Leg) LL, e va sotto il nome di derivazioni di Einthoven I, II, III.
Con l'avvento delle valvole si realizzarono verso gli anni trenta i primi elettrocardiografi con triodi amplificatori ed anche strumenti portatili dal peso di una ventina di chili. La registrazione del segnale era effettuata su pellicola fotografica in movimento e questo generava l'asse x dei tempi. Tramite un raggio di

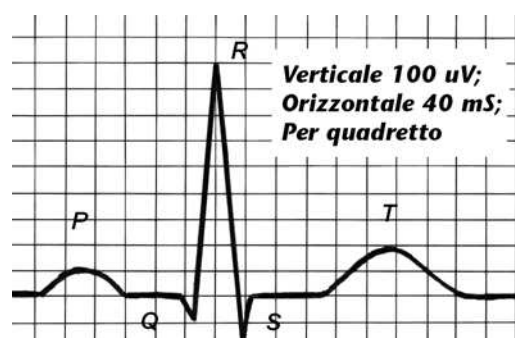



Figura 2 *Tipico segnale ECG*

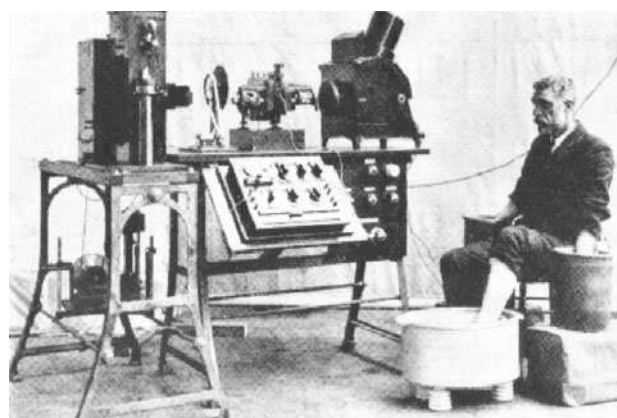
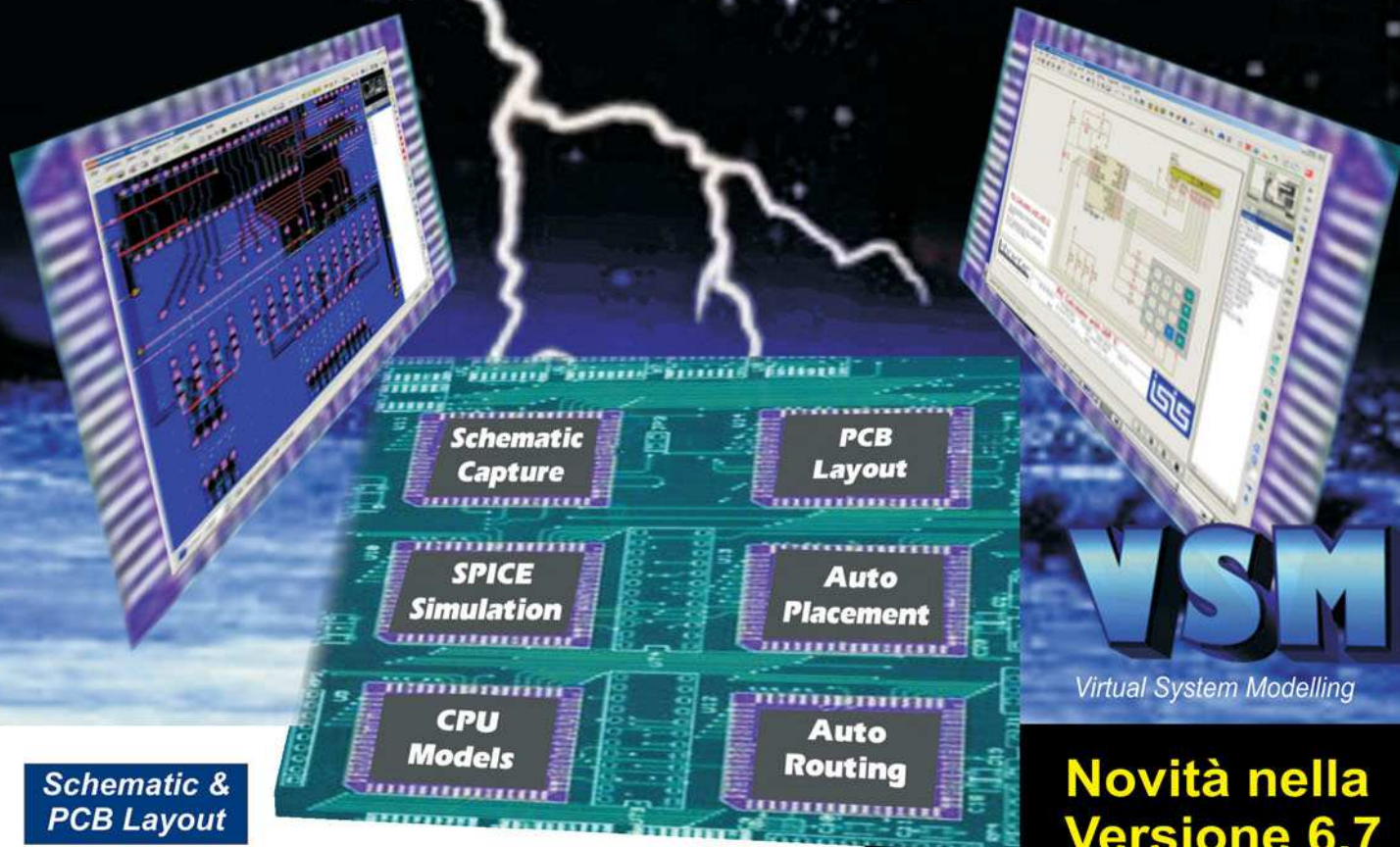



Figura 3 *Einthoven ECG*

PROTEUS

The Complete Electronics Design System

VSM

Virtual System Modelling

Schematic & PCB Layout

- Editor di schemi elettrici potente e flessibile.
- Piazzamento automatico dei componenti.
- Piani di massa poligonali.
- Oltre 8000 componenti per lo schematico e 1000 per PCB.
- Lista dei componenti, controllo DRC e molto altro.

Novità nella Versione 6.7

- Nuovi modelli di progetto.
- Nuove funzionalità di stampa.
- Nuove funzionalità statistiche.
- Importazione di Bitmap.
- Font TrueType sul PCB.
- Stampa migliorata.

Contattaci per l'aggiornamento

Simulazione SPICE in Mixed Mode

- Simulazione circuitale interattiva basata su motore Berkeley SPICE3F5.
- 6 strumenti virtuali e 14 tipi di analisi grafiche.
- 6000 models Spice di dispositivi TTL, CMOS e PLD.
- Compatibilità con le models Spice fornite dai costruttori.

Proteus VSM - Co-simulazione e debugging per Microcontrollori

- Supporto per microcontrollori PIC, AVR, 8051, e BASIC STAMP.
- Co-simulazione del firmware nell'intero progetto hardware.
- Models interattive per display LED e LCD, switches, keypads, terminali virtuali e molto altro ancora.
- Compatibilità con i compilatori Microchip, Crownhill, IAR, Keil, e molti altri.

ELECTRA

Sbroglio automatico con la sintassi ELECTRA

Labcenter Electronics
53-55 Main Street, Grassington. BD23 5AA

Tel: 01756 753440
Fax: 01756 752857

Contattaci per il **Free Demo CD**

www.labcenter.co.uk
info@labcenter.co.uk

luce, deflesso da un galvanometro a specchio, si otteneva l'asse y delle ampiezze. Con il tempo e con la pratica medica si sono aggiunte altre derivazioni oltre le prime tre, cioè altri punti nei quali prelevare il segnale, esse sono aVR aVL aVF di Goldberger e le V1 V2 V3 V4 V5 V6 di *Wilson*, per citare quelle comunemente in uso, vedi figura 4, in questa prima parte si userà la derivazione I.

Einthoven: I derivazione VLA – VRA
Einthoven: II derivazione VLL – VRA
Einthoven: III derivazione VLL – VLA

Goldberger: aVL = (2VLA – VRA – VLL) / 2
Goldberger: aVR = (2VRA – VLA – VLL) / 2
Goldberger: aVF = (2VLL – VLA – VRA) / 2

UN PO' DI TEORIA

Se si vuole comprendere il funzionamento di un elettrocardiografo occorre rinfrescare la memoria sul funzionamento dell'amplificatore differenziale, dell'amplificatore delle differenze, dei filtri attivi e passivi.
La teoria particolareggiata che tratta del funzionamento di questi dispositivi occupa interi paragrafi nei testi dedicati, ma qui interessa esporre i concetti di base ed il processo di pensiero che porta al risultato finale.
Iniziamo da un amplificatore a transistor assai usato, vedi figura 5, il segnale sul collettore è in opposizione di fase con quello sull'emettitore. Ciò vuol dire che mentre, ad esempio, la tensione sull'emettitore sale, quella sul collettore scende: esiste un processo di contro reazione, dovuto all'influenza di Re, la cui differenza di potenziale varia e ciò fa sì che il guadagno in tensione di questo circuito sia praticamente Rc/Re.

L'amplificatore differenziale

Nel circuito di figura 6 vediamo un semplice amplificatore differenziale, la Re è comune ai due transistor: quando applichiamo ai due ingressi lo stesso segnale, con la stessa fase, il funzionamento non è diverso da prima, ma quando i due segnali d'ingresso sono identici ma in opposizione di fase, cambia tutto; la corrente che aumenta in un transistor diminuisce nell'altro della stessa quantità quindi la risultante, cioè la somma algebrica delle due, che scorre nella resistenza di emettitore rimane immutata, e non esiste più l'effetto di contro reazione perché non varia la ddp a capi della Re.

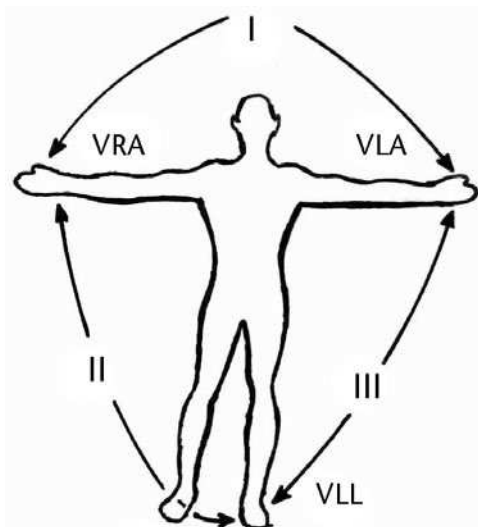
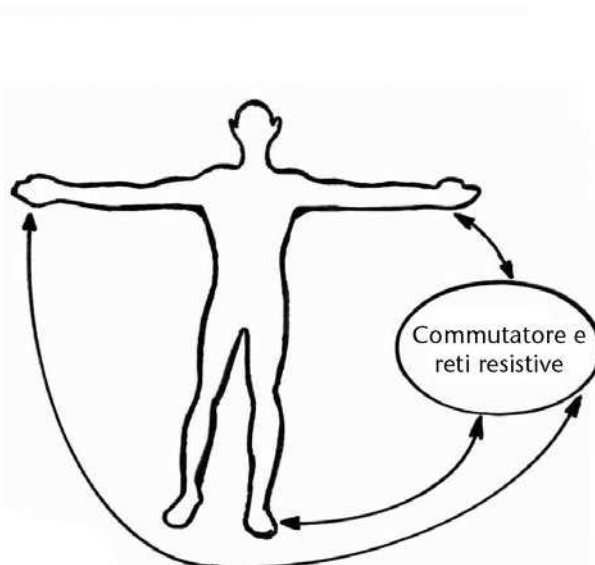
Questo circuito amplifica quindi poco i segnali in fase, molto quelli in opposizione di fase. Quanto poco? Dipende dal valore della Re, perché più essa è alta più introduce reazione negativa sui segnali in fase cioè di

Goldberger

Figura 4 *Prelevare il segnale ECG*

modo comune.
Tutto questo fa al caso nostro perché sulla superficie del corpo i segnali utili si possono prelevare in opposizione di fase, mentre quelli di disturbo indotti dalla rete elettrica a 50 Hz sono in fase.
Il rapporto tra il guadagno in tensione utile ed il guadagno in tensione di disturbo viene chiamato *reiezione di modo comune* cioè *common mode rejection ratio*,CMRR e diminuisce con l'aumentare della frequenza di funzionamento ed aumenta con il costo dell'amplificatore differenziale. Il CMRR si misura normalmente in dB, in decibel, definiti come 20 Log (Vutile/Vdisturbo).

L'amplificatore operazionale

L'amplificatore operazionale contiene al suo interno il circuito di prima e uno stadio finale amplificatore accoppiato in continua, cioè senza condensatori sul transito del segnale, in questo modo si possono effettuare misure anche su tensioni lentamente variabili nel tempo, caratteristica questa dei segnali biologici, la cui frequenza può anche scendere sotto 1 Hz.
L'operazionale, che è un integrato, è veramente il componente fondamentale di un ECG, naturalmente occorre uno schema circuitale adatto, vediamo come ci si arriva, non è difficile, in quanto tre caratteristiche fondamentali: la alta impedenza di ingresso Zi, il grande guadagno di tensione Ao, la bassa impedenza di uscita Zu, permettono di semplificare moltissimo i calcoli di progetto.

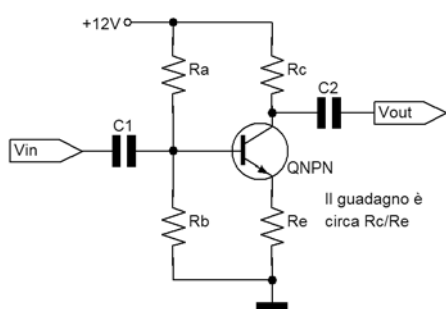



Figura 5 Amplificatore BJT

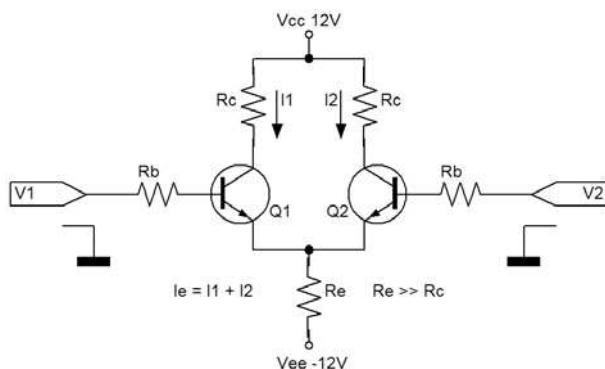



Figura 6 Amplificatore differenziale

Circuito invertente

È riportato in figura 7. Rb è solitamente eguale al parallelo di R1 ed R2, ma è importante notare che la caduta di tensione ai suoi capi è piccolissima perché gli ingressi (-) che chiameremo V2 e (+) V1 non assorbono praticamente corrente, essendo alta Zi, quindi V1 si può considerare al potenziale di massa.
Vediamo ora l'effetto del guadagno ad anello aperto Ao, siccome la tensione in uscita $Vout = Ao(V2-V1)$ avremo che la differenza di potenziale tra i due ingressi $V2-V1=\Delta V$ è prossima a zero in quanto l'inverso della formula ci dà

$$\Delta V = \frac{Vout}{Ao}$$

Siccome Vu massima non può superare la tensione d'alimentazione e Ao è dell'ordine di 100.000, un numero piccolo diviso uno grande da come risultato ΔV molto piccolo quindi V1 e V2 sono allo stesso potenziale.
Ricapitolando, sia V1 che V2 si possono considerare al potenziale di massa. Ancora un piccolo sforzo e siamo giunti alla fine: R1 è soggetta ad una differenza di potenziale pari a Va in quanto il capo opposto di tale resistenza è collegata virtualmente a massa e la corrente è Ia = Va/R1.
Questa corrente non può essere assorbita dagli

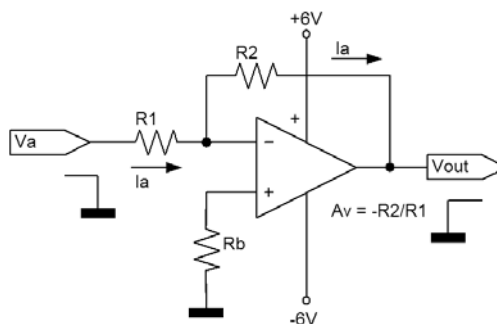



Figura 7 Operazionale configurato invertente

ingressi dell'operazionale, perché hanno un'alta impedenza, quindi nel nodo R2, R1, V2 si ha che *le due resistenze sono attraversate dalla stessa corrente*; sono in serie. La Ia non è fornita dalla tensione di ingresso, la tensione Va *pilota l'operazionale in modo che l'uscita Vout faccia scorrere nella serie questa corrente.*
Chiamiamo ora Av il guadagno in tensione che si ha in presenza della rete resistiva.
Considerando il verso della corrente sarà Vout = -R2 *I, tenendo presente che I= Va/R1 la tensione in uscita è Vout= -R2 Va/R1 e nel caso particolare R1 = R2 se in ingresso ho 1Volt in uscita ho -1V ed il guadagno Av = -1. La formula generale è Av = -R2/R1

Circuito non invertente

Vedere figura 8; si comprende con gli stessi concetti di prima: il suo guadagno in tensione è

$$\frac{Vout}{Vin} = \frac{(R3+R4)\,Ib}{R4Ib} = \frac{(R3+R4)}{R4} = 1 + \frac{R3}{R4}$$

nel caso di resistenze eguali sarà Av = 2.
Volendo un guadagno =1 inserisco in serie all'ingresso Va un partitore che divide per 2, altre due resistenze eguali R1, R2 come si può osservare nel circuito finale.

L'amplificatore delle differenze

Finalmente, unificando i due schemi, ho l'amplificatore delle differenze di figura 9, se applico 1V a un ingresso, ponendo l'altro a zero, poi scambio le tensioni di ingresso e sommo i due contributi in uscita (lo posso fare per il principio di sovrapposizione degli effetti) ottengo per questa condizione di modo comune una tensione teorica di 1V-1V=0V.
Se invece i segnali sono opposti, per esempio

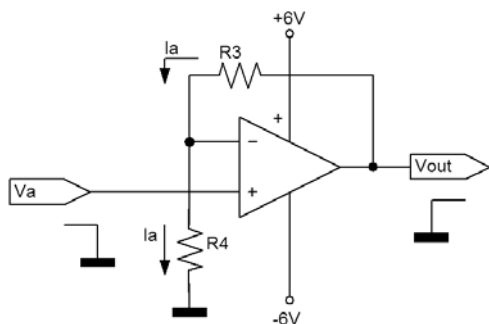



Figura 8 *Operazionale configurato non invertente*

-1V ingresso Vb, 1V ingresso Va, ottengo in uscita 2V cioè (Va-Vb) perchè il guadagno Av è pari all'unità essendo R2=R1. Questo a livello teorico, in realtà le cose non vanno poi così bene: la Vout di modo comune non è zero, Zi è alta ma non infinita, e così pure il guadagno Av ad anello aperto (quello proprio dell'integrato, senza le reti resistive di reazione).
Quanto alle resistenze, esse devono essere di alta precisione, e così via, per cui il CMRR, non è infinito ma sull'ordine dei 70 -90 dB e diventa migliore con l'aumentare del guadagno. Per aumentare quest'ultimo, si usano resistenze uguali a coppie: il rapporto R2/R1 stabilisce il guadagno, mentre la resistenza di ingresso dipende da R1.

L'amplificatore per strumentazione

Per acquisire un segnale ECG occorre avere un'alta impedenza d'ingresso, in modo da minimizzare quella degli elettrodi ed anche un alto guadagno: nel circuito di prima se ho Av grande devo usare R1 di valore piccolo, quindi impedenza di ingresso bassa, mi trovo di fronte ad esigenze opposte. Per risolvere il proble-

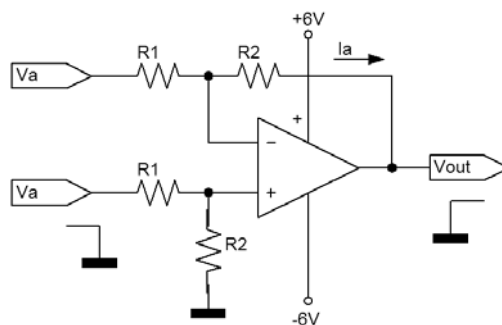



Figura 9 *Amplificatore delle differenze*

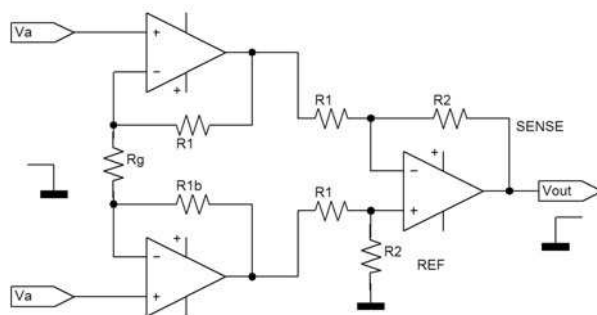



Figura 10 *Schema a blocchi dell'amplificatore per strumentazione*

Dal 15 Luglio in tutte le edicole

da NON PERDERE!!

ma uso altri due operazionali nella configurazione di figura 10.

Come funziona? Applichiamo Vi/2 = Va sull'ingresso A e -Vi/2 = Vb sul B, calcoliamo i due contributi uno alla volta, cioè prima quello su A, tenendo B a massa, e viceversa.
Nel primo caso la corrente attraverso la resistenza è Ig = Va/Rg, essa, a causa del grande valore di Zi deve circolare anche in R1 ed R1bis, che hanno lo stesso valore. Avrò in uscita

$$Vout1 = \left(1 + \frac{2R1}{Rg}\right) Va$$

stessa cosa per Vb, sarà

$$Vout2 = \left(1 + \frac{2R1}{Rg}\right) Vb$$

L'amplificatore delle differenze successivo sommerà i due contributi, perché sono di segno opposto, e finalmente risulta

$$Vout = \left(1 + \frac{2R1}{Rg}\right) Vi$$

Questo per il segnale differenziale, quello di modo comune viene, in pratica, estremamente attenuato, si possono raggiungere CMRR di 110 - 130 dB. Case costruttrici quali la *Analog Devices e Burr-Brown* hanno in catalogo tali amplificatori, bisogna ordinarli per posta, ma come scegliere?
Occorrono i data-sheet degli *Instrumentation amplifier*, reperibili su Internet, e fare attenzione ai seguenti parametri: range di tensione di alimentazione (deve funzionare con pila 9V), CMRR e sua variazione con il guadagno, larghezza di banda, tensioni di rumore, corrente di bias (polarizzazione degli ingressi). Comunque è buona cosa prendere visione delle applicazioni consigliate.
Ottimi per l'uso ECG sono **AD620**, il nuovo **AD8225** (che però ha un guadagno fisso =5), della Analog Devices ed ancora meglio lo **INA121** Burr-Brown, adatto addirittura anche per EEG; questi integrati possono costare dai 9 ai 32 euro. Tanto per avere un idea si può andare da una corrente di bias di 4 pA ad una di 0.5 nA, con una tensione di rumore di qualche decina di $nV\sqrt{Hz}$ il CMRR può variare da 90 a 130 dB a seconda del guadagno.
Io ho usato un pò per sfida, e molto perchè l'avevo nel cassetto, un integrato che, messo in commercio nel lontano 1983, non nacque per questo scopo: lo **AD524AD** illustrato in figura 11.
Le sue caratteristiche non sono confortanti: 50 nA di bias, alimentazione minima differenziale 12V, corrente a riposo 3.5 mA, tuttavia ha gli ingressi protetti, una ragionevole tensione di rumore, un CMRR da 70 a 100 dB a seconda del guadagno G.

Il segnale bioelettrico

Molte sono le difficoltà che si incontrano nell'acquisizione di un segnale bioelettrico:

1. Interfaccia elettrodi- epidermide.
2. Rumore proprio del circuito amplificatore e sua risposta in frequenza.
3. Disturbi dovuti alla rete elettrica a 50 Hz.
4. Isolamento galvanico dell'apparecchiatura e sicurezza del soggetto.

Come spesso accade tali problemi hanno soluzioni a volte contrastanti.
Gli elettrodi prelevano il segnale elettrico dalla cute, che per sua natura presenta una resistenza di contatto abbastanza alta, dipendente dal soggetto, e dell'ordine delle decine di migliaia di ohm ed anche più.
Si hanno diversi tipi di elettrodi, con pinza in

SPECIFICATIONS

Parameter	Value
Single/Dual Supply	Dual
Supply Voltage	±18V
Gain Setting Method	Pin
Gain Range	1000
BW	400kHz
CMRR	90dB
Vnoise RTI	15µV p-p
Gain Error	±0.25%
Supply Current	5mA
Vos	250µV

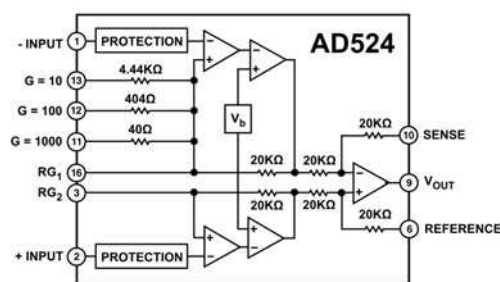



Figura 11 Amplificatore per strumentazione AD524

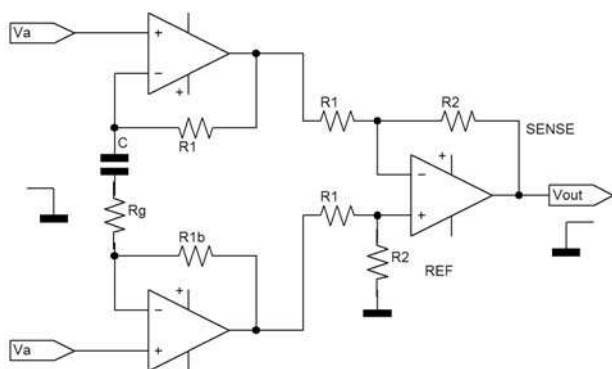



Figura 12 *Amplificatore con filtro passa-alto*

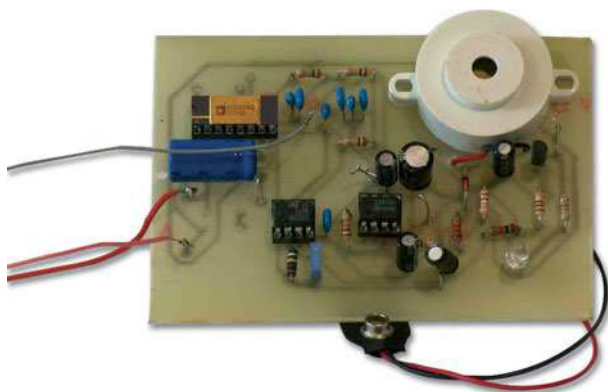



Figura 13 *Il prototipo del monitor ECG*

plastica e lamina di contatto in acciaio inossidabile, a ventosa, usa e getta auto adesivi ed altri con la superficie di contatto in Ag-AgCl, cioè argento-cloruro di argento, per minimizzare la tensione di polarizzazione.
Per ottimizzare il contatto si usa in genere una pasta elettroconduttiva, si può reperire in farmacia, (si usa anche per i biostimolatori per il massaggio elettrico): il sandwich formato da pelle-pasta conduttiva-elettrodo si comporta come una piccola sorgente di corrente continua, generando una tensione che può raggiungere, in casi particolarmente sfavorevoli 200mV di ddp di polarizzazione, che varia lentamente nel tempo in modo casuale.
Arriviamo qui al primo inconveniente: come visto prima l'amplificatore per strumentazione aumenta il suo CMRR se viene predisposto per un alto guadagno, ed è bene avere un CMRR alto per rendere minimo il disturbo dovuto a campi elettrici esterni: però un guadagno ad esempio di 200 moltiplicato per la tensione in continua generata dagli elettrodi in ingresso porta un offset in uscita tale da compromettere l'acquisizione del segnale.
Per ovviare a tutto ciò si pone di solito basso il guadagno dello stadio di ingresso, da 5 a 10, e dopo di esso si mette un filtro passa-alto in

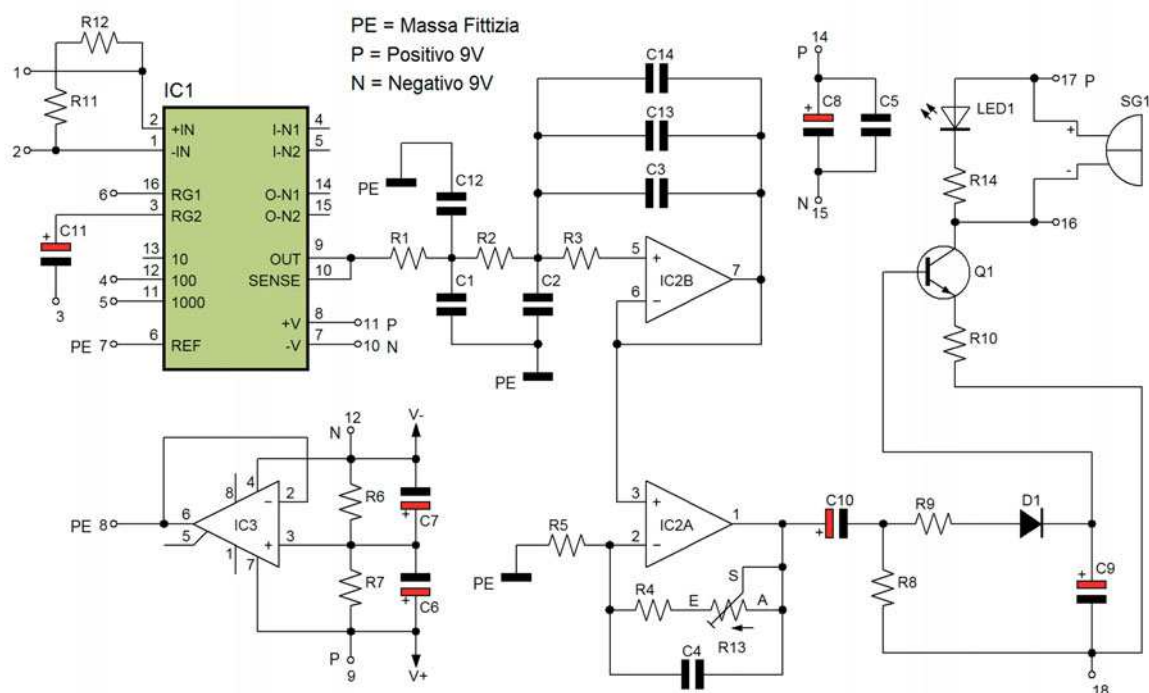



Figura 14 *Schema elettrico del monitor ECG*

modo da eliminare la componente continua dovuta alla polarizzazione degli elettrodi, il filtro deve avere una frequenza di taglio tale da lasciar passare le componenti utili a bassa frequenza del segnale ECG.
Questa soluzione è buona quando ci si accontenta di avere un ECG di qualità non eccelsa perché il CMRR è poco soddisfacente per le ragioni discusse prima, e i disturbi di rete inquinano segnale impedendo di vedere i suoi dettagli nascosti, che possono avere ampiezza di 1 microvolt.
Esistono sistemi per aggirare l'ostacolo , ed uno di essi consiste nel mettere in serie alla resistenza Rg un condensatore C di elevata capacità, vedi figura 12.
In questo modo l'amplificatore si trasforma in un filtro passa-alto perché il suo guadagno in tensione non è più

$$Vout = \left(1 + \frac{2R1}{Rg}\right) Vi$$

ma dipende ora dalla serie fra Rg e la reattanza capacitiva del condensatore che vale, in regime sinusoidale (vedere approfondimento filtri seconda parte)

$$Xc = \frac{1}{J\omega C}$$

Con buona approssimazione, confortata anche da simulazione SPICE, avremo una frequenza di taglio pari a

$$f = \frac{1}{2\pi RgC}$$

poiché Rg è di basso valore occorre che C sia di grande capacità: un condensatore elettrolitico.

IL CIRCUITO DEL MONITOR ECG

È come si vede, estremamente semplice, il prototipo in figura 13, lo schema elettrico in figura 14: il segnale in ingresso viene applicato direttamente all'amplificatore AD524 secondo la convenzione stabilita: ingresso + polso sinistro, ingresso – polso destro, massa alla gamba sinistra.
Dopo essere stato amplificato e privato delle componenti continue di polarizzazione, tramite il filtro in ingresso composto dal condensatore elettrolitico di alta capacità in serie alla Rg interna dell'integrato, il segnale viene applicato ad un filtro del terzo ordine di *Geffe* - a guadagno unitario - con risposta di *Chebishev* (vedi approfondimento filtri nel prossimo articolo).
Questo filtro dalla forte pendenza di taglio, deforma il segnale originale, però toglie anche molto rumore e l'impulso cardiaco emerge nettamente.
L'amplificatore finale consiste in:

1. Operazionale non invertente con guadagno regolabile tramite il trimmer.
2. Derivatore, sensibile al tratto Q-R-S dell'impulso cardiaco che è piuttosto rapido, realizzato da C10, R8.
3. Integratore per avere un suono nettamente udibile, costituito da R9, C9.

Variando i valori RC nelle celle di derivazione si può anche rivelare ed ascoltare l'onda T oltre alla Q.
Un transistor finale, che pilota un buzzer piezoelettrico attivo ed un led completano il tutto.
L'alimentazione viene effettuata tramite una pila a 9V: le tensioni differenziali vengono ottenute tramite un divisore di tensione a resistenze eguali che pilota un operazionale singolo, la cui uscita a bassa impedenza è perfetta per simulare un generatore di tensione, si ottiene così una efficiente massa fittizia.
I condensatori in parallelo alle resistenze del partitore sono necessari al fine di evitare autooscillazioni.
A proposito di queste ultime: ricordo che il guadagno è molto alto, circa 1000, ed è forte il rischio del loro insorgere, io sono ricorso al vecchio trucco delle alimentazioni a stella.
In altre parole, i vari stadi da cui è composto il circuito si alimentano tramite spezzoni di filo che li collegano a tre soli punti: negativo, positivo, massa, come i raggi di una stella; si evita così induzione di corrente fra piste adiacenti dello stampato ed i ritorni di massa, potenzialmente fonte di disturbi.
Lo stampato lato componenti è in figura 15, il lato rame in figura 16.

Gli elettrodi

Ho usato elettrodi a pinza che nella foto si vedono insieme ad un leggendario ECG Battaglia-

PS1503SB

Alimentatore 0-15VDC / 0-3A

Alimentatore stabilizzato da laboratorio con uscita singola di 0-15 VDC e corrente massima di 3A. Limitazione di corrente da 0 a 3 A impostabile con continuità. Due display LCD con retroilluminazione indicano la tensione e la corrente erogata dall'alimentatore. Contenitore in acciaio, pannello frontale in plastica.
Colore: bianco/grigio.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 0-15 VDC regolabile; Limitazione di corrente: 0-3A regolabile; Ripple: inferiore ad 1 mV (rms); Protezione: limitazione in corrente; Protezione di rete: fusibile; Dimensioni: 215 x 155 x 95 mm; Peso: 3,5 Kg.*

PS1503SB 62,00

PS3010

Alimentatore 0-30VDC 0-10A

Alimentatore stabilizzato da laboratorio con uscita singola di 0-30 VDC e corrente massima di 10A. Limitazione di corrente da 0 a 10 A impostabile con continuità. Due display indicano la tensione e la corrente erogata dall'alimentatore. Contenitore in acciaio, pannello frontale in plastica. Colore: bianco/grigio.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 0-30VDC regolabile (normale + fine); Limitazione di corrente: 0-10A regolabile (normale + fine); Ripple: inferiore ad 1 mV; Protezione: limitazione in corrente e contro i corto circuiti; Protezione di rete: fusibile; Morsetti di uscita: norma IEC1010; Dimensioni: 310 x 265 x 135 mm; Peso: 12 Kg.*

PS3010 216,00

PS3020

Alimentatore 0-30VDC 0-20A

Alimentatore stabilizzato da laboratorio con uscita singola di 0-30 VDC e corrente massima di 20A. Limitazione di corrente da 0 a 20 A impostabile con continuità. Due display indicano la tensione e la corrente erogata dall'alimentatore. Contenitore in acciaio, pannello frontale in plastica.
Colore: bianco/grigio.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 0-30VDC regolabile (normale + fine); Ripple (tensione): inferiore ad 1 mV;Ripple (corrente): inferiore a 5 mA; Protezione: limitazione in corrente e contro i corto circuiti; Protezione di rete: fusibile; Morsetti di uscita: norma IEC1010; Dimensioni: 310 x 265 x 135 mm; Peso: 17 Kg.*

PS3020 330,00

PS230210

Alimentatore con uscita duale

Alimentatore stabilizzato da laboratorio con uscita duale di 0-30 VDC per ramo con corrente massima di 10A. Ulteriore uscita stabilizzata a 5 VDC. Quattro display LCD indicano contemporaneamente la tensione e la corrente erogata da ciascuna sezione; possibilità di collegare in parallelo o in serie le due sezioni. Contenitore in acciaio, pannello frontale in plastica. Colore: bianco/grigio.

Caratteristiche: *tensione di uscita: 5V/10A fissa, 2 x 0-30VDC regolabile; limitazione di corrente: 2 x 0-10A regolabile; protezione: limitazione in corrente; ripple: inferiore ad 1 mV.*

PS230210 616,00

con tecnologia SWITCHING

LA TECNOLOGIA SWITCHING CONSENTE DI OTTENERE UNA NOTEVOLE RIDUZIONE DEL PESO ED UN ELEVATISSIMO RENDIMENTO ENERGETICO DEL DISPOSITIVO.

Alimentatore stabilizzato da laboratorio in tecnologia switching con indicazione delle funzioni mediante display multilinea. Tensione di uscita regolabile tra 0 e 20 volt con corrente di uscita massima di 10 A. Soglia di corrente regolabile tra 0 e 10A. Il grande display multifunzione consente di tenere sotto controllo contemporaneamente tutti i parametri operativi.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 0-20Vdc; Limitazione di corrente: 0-10A; Ripple con carico nominale: inferiore a 15 mV (rms); Display: LCD multilinea con retroilluminazione; Dimensioni: 275 x 135 x 300 mm; Peso: 3 Kg.*

PSS2010 265,00

PSS2010

Alimentatore Switching 0-20V 0-10A

ALIMENTATORI DA LABORATORIO

Alimentatore stabilizzato da laboratorio con uscita duale di 0-30 VDC per ramo con corrente massima di 3A. Ulteriore uscita stabilizzata a 5 VDC con corrente massima di 3A. Quattro display LCD indicano contemporaneamente la tensione e la corrente erogata da ciascuna sezione; limitazione di corrente da 0 a 3 A impostabile indipendentemente per ciascuna uscita. Possibilità di collegare in parallelo o in serie le due sezioni.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 5V/3A fissa, 2 x 0-30VDC regolabile; Limitazione di corrente: 2 x 0-3A; Protezione: limitazione in corrente; Protezione di rete: fusibile; Ripple: <1 mV; Morsetti di uscita: norma IEC1010; Dimensioni: 360 x 265 x 165 mm; Peso: 11,6 Kg.*

PS23023 252,00

PS23023

Alimentatore 2x0-30V/0-3A 1x5V/3A

Alimentatore stabilizzato da laboratorio con uscita singola di 0-30 VDC e corrente massima di 3A. Limitazione di corrente da 0 a 3 A impostabile con continuità. Due display LCD indicano la tensione e la corrente erogata dall'alimentatore. Contenitore in acciaio, pannello frontale in plastica. Colore: bianco/grigio.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 0-30VDC regolabile (normale + fine); Limitazione di corrente: 0-3A regolabile (normale + fine); Ripple: inferiore ad 1 mV; Protezione: limitazione in corrente; Protezione di rete: fusibile; Morsetti di uscita: norma IEC1010; Dimensioni: 130 x 215 x 150 mm; Peso: 4,9 Kg.*

PS3003 125,00

S3003

Alimentatore 0-30VDC 0-3A

Alimentatore stabilizzato da laboratorio con uscita singola di 0-50 VDC e corrente massima di 5A. Limitazione di corrente da 0 a 5 A impostabile con continuità. Due display indicano la tensione e la corrente erogata dall'alimentatore. Contenitore in acciaio, pannello frontale in plastica. Colore: bianco/grigio.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 0-50VDC regolabile (normale + fine); Limitazione di corrente: 0-5A regolabile (normale + fine); Ripple (tensione): inferiore ad 1 mV; L Ripple (corrente): inferiore a 5 mA; Protezione: limitazione in corrente e contro i corto circuiti; Protezione di rete: fusibile; Morsetti di uscita: norma IEC1010; Dimensioni: 310 x 265 x 135 mm; Peso: 9,5 Kg.*

PS5005 225,00

PS5005

Alimentatore 0-50VDC 0-5A

Alimentatore da banco stabilizzato con tensione di uscita selezionabile a 3 - 4.5 - 6 - 7.5 - 9 - 12Vdc e selettore on/off. Bassissimo livello di ripple con LED di indicazione stato. Protezione contro corto circuiti e sovraccarichi.

Caratteristiche: *Corrente in uscita: 1.5A (2A di picco); alimentazione: 230Vac / 50Hz; dimensioni: 155 x 95 x 71mm; peso: 1.35kg.*

PS2122LE 18,00

PS2122LE

Alimentatore da banco 1,5A

PSS4005

Alimentatore Switching 0-40VDC 0-5A

Alimentatore stabilizzato da laboratorio in tecnologia switching con indicazione delle funzioni mediante display multilinea. Tensione di uscita regolabile tra 0 e 40 volt con corrente di uscita massima di 5 A. Soglia di corrente regolabile tra 0 e 5A.

Caratteristiche: *Tensione di uscita: 0-40Vdc; Limitazione di corrente: 0-5A; Ripple con carico nominale: inferiore a 15 mV (rms); Display: LCD multilinea con retroilluminazione; Dimensioni: 275 x 135 x 300 mm.*

PSS4005 265,00

Tutti i prezzi s'intendono IVA inclusa.

FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - *www.futuranet.it*

Maggiori informazioni su questi prodotti e su tutte le altre apparecchiature distribuite sono disponibili sul sito *www.futuranet.it* tramite il quale è anche possibile effettuare acquisti on-line.

Rangoni datato di mezzo secolo ma ancora funzionante. Si possono usare dischi costituiti da vecchie monete da 50, 100 Lire (sono in lega inossidabile) tenuti a contatto della pelle con braccialetti di Velcro.

È essenziale sgrassare la pelle con alcool, al posto della pasta elettroconduttiva alcuni saponi liquidi, con Ph non neutro, possono dare discreto risultato.

Figura 15 *Piano di montaggio del monitor ECG*

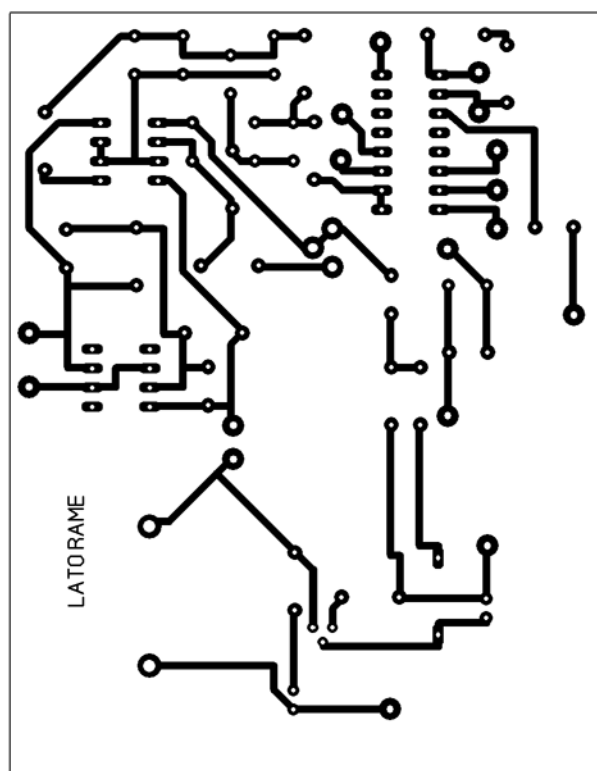



Figura 16 *Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame) del monitor ECG*

Note di collegamento

R10 influenza il guadagno del transistor finale

Elenco componenti ECG

Sigla	Valore
R1÷R4	100 KΩ 1/4 W
R5÷R8	10 KΩ 1/4 W
R9	1 KΩ 1/4 W
R10	100 Ω 1/4 W (vedi articolo)
R11, R12	50 KΩ 1/4 W (vedi articolo)
R13	100 KΩ trimmer cermet
R14	4.7 KΩ 1/4 W
C1, C4, C5, C14	100 nF AVX
C2	22 nF AVX
C3	220 nF AVX
C6, C7	47 µF 16 V elettrolitico
C8	220 µF 16 V elettrolitico
C9	1 µF 16 V elettrolitico
C10	10 µF 16 V elettrolitico
C11	1000 µF 16 V (vedi articolo)
C12	39 nF AVX
C13	33 nF AVX
D1	Diodo 1N4148
Led	Rosso alta luminosità
Q1	BC547
IC1	AD524 (vedi articolo)
IC2	LF353 oppure TL082
IC3	LF351 oppure TL081
SG1	Buzzer piezo attivo
–	Mobiletto contenitore, connettore a bottone per pila 9V, interruttore, elettrodi

ed il volume del buzzer, per un suono forte diminuirla, al minimo può essere di valore nullo, un pezzetto di filo. R11, R12, da non inserire, saranno oggetto di sperimentazioni successive.
Alimentazione a stella: pad 15 = -9V, pad 14 = +9V, una piccola batteria 9V è sufficiente per diverse ore di autonomia.
Collegare con spezzoni di filo i pad 14, 9, 11, 17: alimentazione positiva. Collegare i pad 15, 12, 10: alimentazione negativa. Il pad 3, che fa capo a C11 si può connettere al 4 (guadagno 100) o al 5 (guadagno 1000), se collegata con il piedino 13 di AD524 il guadagno del primo stadio sarà 10. La massa fittizia: collegare pad 8, 7, 18.
Tra 16, 18 è disponibile il segnale in uscita. Gli ingressi sono 1 positivo, 2 negativo. Il collegamento alla gamba sinistra viene effettuato tramite la massa fittizia. Se il guadagno dello stadio finale risultasse eccessivo occorre aumentare il valore di R5.

SIMULATORE DI IMPULSI CARDIACI

Descrizione del funzionamento

È una Idea abbastanza datata (Elektor anni 80) che io ho rinverdito ed ora propongo, lo schema è a figura17, lato componenti e lato rame figure 18 e 19.
Il circuito simula il complesso QRS e l'onda P, usa due integrati trigger di Schmitt 4093. IC1A forma con R1, C1 un oscillatore la cui frequenza è circa 1.3 Hz, 80 battiti al secondo; IC1B bufferizza il segnale che, derivato da R2, C2 in modo da avere una durata di circa 40 mS, viene applicato a IC1C la cui uscita pilota il led LD1 e l'integratore R3, C3 che conferisce all'onda rettangolare l'aspetto del caratteristico picco. Il partitore resistivo R9, R8, R7 fornisce in uscita 4 circa 1 mV utili per visualizzare con un oscilloscopio.
Il segnale per testare il nostro ECG è disponibile ai capi della resistenza R7 con una ampiezza di circa 1mV.
Per simulare l'onda P si preleva il segnale dall'uscita IC1B e si integra tramite R4, C4 ciò provoca un ritardo nell'attivazione di IC2A di circa 120-140 mS che è il ritardo tra QRS e P. Il derivatore R5, C5 pilota IC2B in modo da avere un impulso rettangolare di circa 90 mS che viene successivamente integrato e parzialmente squadrato da R6, C6, D1.
Infine l'onda P regolata in ampiezza tramite il trimmer R11 (circa 1/3, 1/4 della QRS) viene miscelata a quella fornita da IC1C nel partitore resistivo in uscita.
Si può verificare il buon funzionamento del simulatore osservando l'accensione in sequenza LED1 - tempo breve - LED2 - tempo lungo - LED1.e così via.
Ho provato con questo circuito a testare il funzionamento dell'antico ECG valvolare Battaglia-Rangoni con un buon risultato, visibile nella foto all'inizio dell'articolo. Alimentazione, usare pila da 4.5V positivo Vdd pad 1, negativo Vss pad 2. Il segnale di uscita pad 4, pad 3 è a massa.

Collaudo finale

Alimentare il simulatore, i led dovrebbero accendersi con la cadenza indicata, disponendo di oscilloscopio collegare la massa al pad 2 oppure 3, sul pad 4 è disponibile il segnale con un'ampiezza di circa 1 milliVolt, ai capi della serie R7 ,R8 circa 20 mV.
Regolare il trimmer R11 in modo che l'onda P sia come ampiezza circa 1/3, 1/4 dell'impulso principale. Provare quindi il monitor, collegare insieme massa fittizia e ingresso (-) del moni-

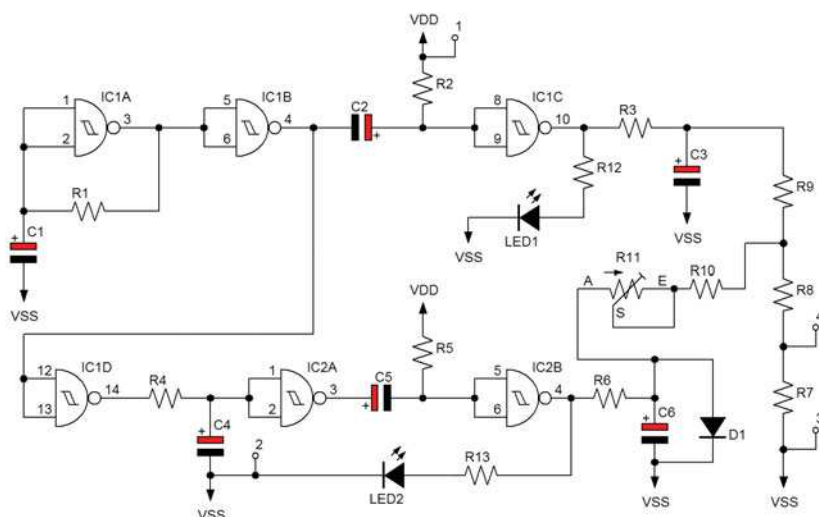



Figura 17 Schema elettrico del simulatore di impulsi cardiaci

tor e pad 3 del simulatore.
Il segnale viene immesso collegando pad 4 del simulatore con l' ingresso (+) del monitor, che a questo punto verrà alimentato tramite una pila a 9V, regolare il guadagno tramite trimmer R13, partendo dal minimo, finché non si avrà segnalazione acustica e visiva degli impulsi.
Non è necessario usare cavetto schermato, ma i fili che collegano i due circuiti non dovrebbero superare i 60/70 cm.
Dopo questa verifica, staccare l'alimentazione e il simulatore, collegare i tre elettrodi come già descritto, mettersi in posizione comoda e rilassata, (il segnale mioelettrico, provocato dal movimento muscolare si sovrappone a quello cardiaco), ricollegare l'alimentazione, che deve essere rigorosamente a pile.
Dopo qualche secondo sarà presente il segnale acustico e visivo.
È bene essere lontani da fonti di disturbo elettriche, particolarmente utilizzatori alimentati con triac.

CONCLUSIONI

In un prossimo articolo vedremo come aumentare la banda passante e ridurre rumore, come filtrare il segnale in modo da avere la minima distorsione possibile, come trasmettere e ricevere il segnale ECG via radio, come il cuore genera il complesso PQRST, anomalie del segnale e molto altro ancora.
Per dubbi, varie ed eventuali, scrivetemi via e-mail.

Avvertenza importante
Questo strumento è proposto a scopo didattico-sperimentale, non ha alcun tipo di certificazione, non collegarlo a strumentazioni che siano connesse alla rete luce, non collegarlo ad oscilloscopi a batteria all'interno dei quali siano comunque presenti alte tensioni, essendo infatti buono il contatto tra i elettrodi e pelle, una piccola differenza di potenziale applicato ai medesimi può condurre a shock elettrico potenzialmente letale, si declina qualsiasi responsabilità per il suo utilizzo.

Elenco componenti SIMULATORE

Sigla	Valore
R1	56 KΩ 1/4 W
R2	5.6 KΩ 1/4 W
R3	6.8 KΩ 1/4 W
R4	22 KΩ 1/4 W
R5	4.7 KΩ 1/4 W
R6	10 KΩ 1/4 W
R7	200 Ω 1/4 W
R8	3.9 KΩ 1/4 W
R9	330 KΩ 1/4 W
R10	270 KΩ 1/4 W
R11	220 KΩ Trimmer cermet
R12, R13	2.2 KΩ 1/4 W
C1, C4	10 µF 16 V elettrolitico
C2	2.2 µF 16 V elettrolitico
C3, C5, C6	4.7 µF 16 V elettrolitico
D1	1N4148
IC1, IC2	CD4093
LED1, LED2	LED alta luminosità

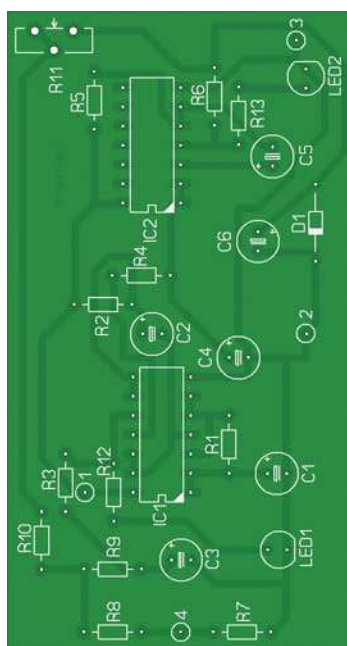



Figura 18 Piano di montaggio del simulatore

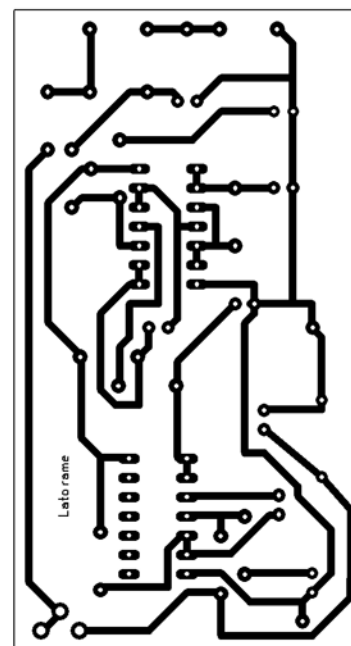



Figura 19 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame) del simulatore

CD-Rom e Data Book ECA

La migliore Documentazione Tecnica

ECA-403 VRT-DISK 2005

Contiene 120.000 dispositivi differenti (transistor, diodi, tiristori e IC), includendo i dati salienti, il costruttore e quando possibile l'appropriato equivalente. In aggiunta alla descrizione dei pin di tutti i semiconduttori discreti, questo cdrom contiene anche la descrizione dei pin per tutti i CMOS 4000/7400, TTL 7400, molti amplificatori operazionali e alcuni IC audio e video.

ECA-407 LIN-DISK 2003

Contiene il database e la tavola degli equivalenti degli amplificatori operazionali, comparatori, stabilizzatori e regolatori. Un potente motore di ricerca permette di interrogare il database cercando non solo per tipo ma per costruttore, per contenitore, pinout e voltaggio.

ECA-404 MEM-DISK 2000

Più di 50.000 memorie differenti, come dRAM, sRAM, EPROM, EEPROM, FIFO e vRAM, con tutti i necessari valori e caratteristiche, pin-outs, tavole della verità, disegno del contenitore e costruttore (con indirizzo). Il programma consente la creazione di 5 data-base personali, dove memorizzare i risultati delle ricerche, questo è utile per la comparazione dei componenti.

ECA-408 OPTO-DISK 2003

Contiene il database e la tabella degli equivalenti per i trasmettitori (LED, IRED, Laser diodi, barre LED e array), ricevitori (fotodiodi e transistor, foto resistenze, foto ICs, foto elementi, celle solari e pyrodetectors), fotoaccoppiatori (fotodiodi, transistor e darlington, digital Ics, amplificatori, foto FET, SCR e foto resistenze), foto relay, foto interruttori, sensori a riflessione (foto sensori) e coppie di trasmettitori e ricevitori.

ECA-405 CMOS/TTL-DISK 2003

Più di 85.000 circuiti integrati digitali, per i quali sono specificati caratteristiche e valori massimi. Il semplice click del mouse, sul componente selezionato, farà apparire: lo schema interno, le dimensioni del contenitore, specifiche dettagliate delle funzioni, tavola della verità, informazioni sulle applicazioni, i contenitori disponibili, il costruttore (completo di indirizzo) e il simbolo secondo lo standard IEEE 91.

ECA-409 DDV-DISK 2002

Oltre 47.000 diodi e tiristori con le loro valori massimi consentiti, pin-out, dati del costruttore e dimensioni.

ECA-406 TDV-DISK 2003

Oltre 100.000 transistor e FET, da A...Z, 2N21...2N7228 fino a 2...40 000...μ. Sono indicati i valori massimi e le caratteristiche, l'assegnazione dei pin, il costruttore e le dimensioni. Oltre alla ricerca per "tipo", il programma consente una "ricerca selettiva" in accordo con alcuni dati importanti, quali "potenza" e "voltaggio".

DATA BOOK ECA 2005

VRT book è la versione cartacea in due volumi del VRT-Disk. Contiene le tabelle comparative di oltre 130.000 componenti tra Transistori, Tiristori, Diodi, circuiti integrati, ecc... **Audio AMP** è un nuovo data-book sugli amplificatori audio con oltre 3500 circuiti diversi.

www.elettroshop.com

Tel. 02 66504794 - Fax 02 66508225

info@elettroshop.com

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

Con riferimento alla configurazione non invertente si espongono qui le relazioni valide per la determinazione della resistenza di ingresso e di uscita e i criteri di scelta delle resistenze del canale di reazione.

5.1 LA RESISTENZA DI INGRESSO

Per ricavare l'espressione della resistenza di ingresso R_{iCL} dell'amplificatore operazionale reazionato in configurazione non invertente conviene fare riferimento alla circuito riportato nella figura 5.1. In questo R_{in} indica la resistenza caratteristica dell'op-amp utilizzato, V' è un generatore controllato di tensione eguale a $A_{OL} \cdot V_d = A_{OL} \cdot (V_a - V_b)$ di resistenza interna R_o coincidente con la resistenza di uscita intrinseca dell'op-amp. In pratica V' e R_o sono, rispettivamente, il generatore equivalente di tensione visto dall'uscita dell'op-amp e la relativa resistenza equivalente.

L'espressione della resistenza di ingresso R_{iCL} in presenza della reazione si ricava considerando, con riferimento alla figura 5.1, che:

$$I_{rin} = (V_a - V_b) / R_{in} \qquad [5.1]$$

Ma poiché V_a coincide con la tensione V_i applicata all'ingresso a e V_b ha espressione:

$$V_b = (V_o \cdot R_i) / (R_i + R_f) = V_o \beta$$

sostituendo nella [5.1] e ricavando il rapporto I_{rin}/V_i si ha:

$$\frac{I_{rin}}{V_i} = \frac{1}{R_{in}} - \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{\beta}{R_{in}} \qquad [5.2]$$

Ma il rapporto V_o/V_i, per la [4.6] (si veda articolo precedente), ha espressione:

$$V_o/V_i = A_{OL} / (1 + A_{OL} \beta)$$

Quindi, sostituendo questa nella [5.2] e tenendo conto che $I_{rin}/V_i = 1/R_{iCL}$, si ottiene:

$$\frac{I_{rin}}{V_i} = \frac{1}{R_{iCL}} = \frac{(1 + A_{OL}\beta) - A_{OL}\beta}{R_{in}\,(1 + A_{OL}\beta)} = \frac{1}{R_{in}\,(1 + A_{OL}\beta)}$$

da cui, in definitiva si ricava:

$$R_{iCL} = R_{in} \cdot (1 + A_{OL}\beta) \qquad [5.3]$$

La resistenza di ingresso dell'amplificatore operazionale reazionato in configurazione non invertente è quindi molto più elevata della resistenza intrinseca R_{in} che l'operazionale presenta in assenza di reazione. Si pensi, per esempio, che un amplificatore non invertente con guadagno $A_{CL} = 5$ e quindi $\beta = 0,2$, se realizzato con un op-amp che abbia un guadagno ad anello aperto pari a 100000 (10^5) e una resistenza di ingresso R_{in} anche solo di 1 MΩ, presenterà una resistenza di ingresso $R_{iCL} = 10^6 \times [1 + (10^5 \times 0,2)] = 2 \times 10^{10} =$ 20 GΩ.

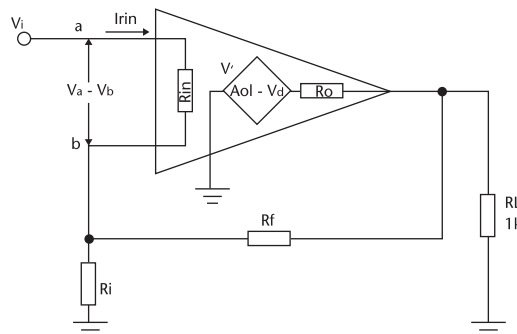
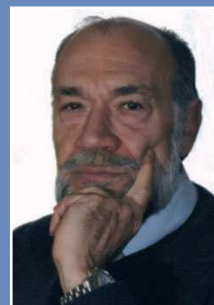



Figura 5.1 Circuito di riferimento utile per ricavare l'espressione della resistenza di ingresso dell'op-amp reazionato in configurazione non invertente.

5.2 LA RESISTENZA DI USCITA

Per ricavare l'espressione della resistenza di uscita dell'amplificatore operazionale a reazione di ten-

Effetti della reazione nell'op-amp

di Nico Grilloni
n.grilloni@farelettronica.com

sione conviene fare riferimento al circuito riportato nella figura 5.2. Questo si ottiene dalla configurazione della figura 5.1 dopo aver cortocircuitato il generatore del segnale di ingresso V_i e inserito al posto del carico R_L un generatore di tensione V_o.
Poiché la resistenza complessiva $[(R_i//R_{in}) + R_f]$ è molto grande rispetto alla resistenza R_o (il cui valore, come si è detto, oscilla fra qualche decina e qualche migliaio di ohm) si può considerare che la corrente I_{ro} erogata dal generatore V_o, giunta al nodo *M*, si richiuda attraverso la R_o e il generatore di tensione A_{OL} $(V_a - V_b)$. Per la corrente I_{ro} si ha quindi l'espressione:

$$I_{ro} = \frac{V_o - A_{OL}(V_a - V_b)}{R_o} \qquad [5.4]$$

La tensione V_a è eguale a zero, mentre la tensione V_b ha espressione:

$$V_b = [V_o \cdot (R_i//R_{in})] / [(R_i//R_{in}) + R_f)]$$

Questa, per $R_{in} >> R_i$, diviene:

$$V_b = (V_o \cdot R_i) / (R_i + R_f) \qquad [5.5]$$

Sostituendo la [5.5] nella [5.4] con la condizione $V_a = 0$ si ottiene:

$$I_{ro} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (1 + A_{OL}\beta) \qquad [5.6]$$

Ricavando da questa il rapporto V_o/I_{ro} che non è altro che la resistenza di uscita R_{oCL} dell'amplificatore operazionale reazionato, si ha quindi:

$$R_{oCL} = V_o / I_{ro} = R_o / (1 + A_{OL}\ \beta) \qquad [5.7]$$

La resistenza di uscita R_{oCL} dell'amplificatore operazionale reazionato in configurazione non invertente è quindi notevolmente minore della resistenza intrinseca R_o che l'operazionale presenta in assenza di reazione. Un operazionale che, per esempio, abbia un guadagno ad anello aperto pari a 100000, un guadagno ad anello chiuso pari a 5 (e β quindi pari a 0,2) e una sua resistenza di uscita R_o = 1 kΩ, se reazionato presenterà una resistenza di uscita: R_{oCL} = 1000/[1 + (100000 x x 0,2)] = 49 mΩ.

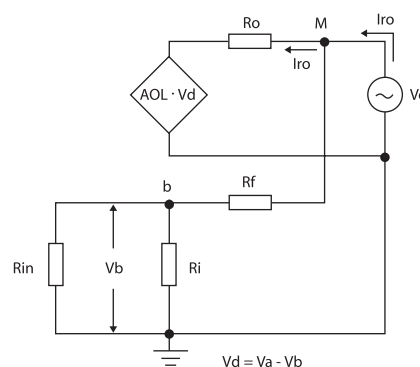



Figura 5.2 *Circuito di riferimento utile per ricavare l'espressione della resistenza di uscita dell'op-amp reazionato in configurazione non invertente*

5.3 L'INSEGUITORE DI TENSIONE CON OP-AMP *(VOLTAGE FOLLOWER)*

Vi è spesso la necessità di evitare le attenuazioni determinate, per esempio, da una sorgente di segnale ad impedenza elevata e un carico di basso valore ohmico. In tal caso, nel trasferimento input ÷ output del segnale si possono avere perdite anche notevoli e quindi indesiderate. Per ovviare al problema si fa ricorso all'inseguitore di tensione (*voltage follower*) che, anche definito *buffer*, è semplicemente un amplificatore-adattatore di impedenza a guadagno unitario.
L'inseguitore di tensione si può anche realizzare con BJT (*emitter follower*) e con Fet e Mosfet (*source follower*), ma il più immediato e semplice circuito fa ricorso all'amplificatore operazionale in configurazione non invertente. Questa soluzione, fra l'altro, ha il pregio di esibire sempre, come si è visto, un'assai elevata impedenza di ingresso, una modesta impedenza di uscita e, rispetto all'emitter e al source follower, ha l'ulteriore pregio di fornire un segnale di uscita la cui ampiezza è perfettamente eguale all'ampiezza segnale di ingresso.

Dall'espressione del guadagno:

$$A_{CL} = 1 + (R_f / R_i)$$

si vede subito che per ottenere $A_{CL} = 1$ è sufficiente eliminare la resistenza R_i nello stadio amplificatore di cui alla figura 2.4.
In genere negli amplificatori operazionali di tipo VFA, ossia a reazione di tensione, contrariamente, come si vedrà, agli operazionali a reazione di corrente, gli CFA (*Current Feedback Amplifier*), oltre a eliminare la R_i, si annulla la R_f così come mostra la figura 5.3.
La figura 5.4 riporta le forme d'onda di ingresso e di uscita in un inseguitore di tensione realizzato con l'op-amp LM833. Il segnale V_i di ingresso ha ampiezza di 2 V da picco a picco. Identica ampiezza e stessa fase ha il segnale di uscita V_o.
In diagramma l'ampiezza è indicata dalla distanza ($c - d$) fra i due omonimi marker orizzontali, mentre la distanza ($a - b$) fra i marker verticali indica la frequenza (1 kHz).
Per ricavare l'espressione della resistenza di ingresso del voltage follower con op-amp è sufficiente riscrivere l'espressione della R_{iCL} per un generico stadio con operazionale in configurazione non invertente, ossia la [5.3]:

$$R_{iCL} = R_{in} \cdot (1 + A_{OL}\beta)$$

Per $A_{CL} = 1$, è anche $\beta = 1/A_{CL} = 1$. Si ha quindi una resistenza di ingresso:

$$R_{iCL} = R_{in} \cdot (1 + A_{OL}) \cong R_{in} \cdot A_{OL} \qquad [5.8]$$

che è pertanto molto più elevata della resistenza intrinseca dell'op-amp utilizzato.
Analogamente, dalla [5.7], si ricava l'espressione della resistenza di uscita:

$$R_{oCL} = R_o / (1 + A_{OL}) \cong R_o / A_{OL} \qquad [5.9]$$

il cui valore è pertanto molto più basso della resistenza intrinseca dell'operazionale utilizzato.
Per quanto riguarda la banda passante, dall'espressione [4.13] (si veda articolo precedente), ove si ponga $\beta = 1$, si ricava:

$$f_H = f_t (1 + A_{OL})$$

Per $A_{OL} >> 1$ come avviene in pratica, si ha quindi:

$$f_H = f_t \cdot A_{OL} = GBW \qquad [5.10]$$

Com'era prevedibile, la frequenza di taglio superiore f_H coincide, per un guadagno unitario, ossia per l'inseguitore di tensione, con il valore *GBW* caratteristico dell'operazionale, ossia con la banda passante più ampia consentita dall'op-amp utilizzato.
Essendo $\beta = 1$, l'inseguitore di tensione è il circuito che ha il valore più elevato del guadagno di anello ($\beta A_{OL} = A_{OL}$) e il più basso guadagno ad anello chiuso.

5.4 DIMINUZIONE DELLA TENSIONE DI OFFSET

Si è già definita tensione di offset (si veda il primo articolo della serie) la tensione da applicare fra i terminali di ingresso dell'operazionale per avere in uscita $V_o = 0$. Molti operazionali, anche se ormai sempre in minor numero, presentano i pin di offset null ed è in genere sufficiente riferirsi alle indicazioni della Casa costruttrice per realizzare il circuito supplementare di azzeramento. Ma la tensione di offset è anche dovuta alla corrente di offset I_{os} dovuta – figura 5.5 – alla ineguaglianza delle correnti di polarizzazione Ia e I_b entranti o uscenti dai due ingressi dell'op-amp. In altri termini, se queste correnti fossero eguali, sarebbe nulla la corrente di offset e nulla sarebbe anche la relativa tensione di offset di uscita. Poiché così non è, si ha comunque la corrente:

$$I_{os} = |I_a - I_b|$$

che circola nella maglia chiusa che si ottiene dopo aver posto a massa entrambi gli ingressi dell'op-amp.
Un metodo per diminuire la tensione di offset di uscita dovuta alla corrente I_{os} di offset fa ricorso alla presenza di una resistenza $R_p = R_f // R_i$ in serie all'ingresso non invertente.
Per comprendere come agisce questa resistenza, si consideri il circuito della figura 5.6, eguale al già noto amplificatore reazionato in configurazione non invertente, ma nel quale il generatore di segnale è stato sostituito dalla resistenza R_p. Poiché l'estremo sinistro della resistenza R_p è a massa si ha:

$I_a = V_a / R_p$ [5.11]

Con riferimento alla configurazione di cui alla figura 5.1, e in assenza di un qualunque segnale in ingresso si ha $V' = A_{OL} (V_a - V_b) = 0$. Questa condizione equivale a considerare in parallelo le resistenze R_f e R_i e quindi per la corrente di polarizzazione I_b si ha:

$I_b = V_b / (R_f // R_i)$ [5.12]

Affinché sia $I_a = I_b$ dev'essere allora:

$$V_a / R_p = V_b / (R_f // R_i)$$

Ma poiché $V_a = V_b$, per R_p si ricava:

$R_p = R_f // R_i$ [5.13]

Pertanto, la resistenza R_p, al fine di minimizzare la differenza fra le correnti di polarizzazione (e quindi la corrente di offset di ingresso) dev'essere eguale al parallelo delle resistenze R_f e R_i.
Questa condizione porta, infatti, entrambi gli ingressi dell'amplificatore operazionale a vedere la stessa resistenza verso massa. Pertanto, se la caduta di tensione sulla R_p eguaglia la caduta di tensione sul parallelo $R_f // R_i$, i due ingressi risultano equipotenziali ed è quindi nulla la tensione di offset di ingresso. Conseguenzialmente è anche nulla la tensione di offset di uscita.
Ricavando la tensione V_a dalla [5.11] tenendo conto della [5.13], e la tensione V_b dalla [5.12] si ha:

$V_a = (R_f // R_i)\, I_a$ [5.14]

$V_b = (R_f // R_i)\, I_b$ [5.15]

Poiché la tensione di uscita V_o ha espressione:

$$V_o = A_{CL} (V_a - V_b) = [(R_i + R_f) / R_i] \cdot (V_a - V_b)$$

sostituendo in questa la [5.14] e la [5.15], si ottiene:

$$V_o = \frac{R_i + R_f}{R_i} \cdot \left[\frac{R_i \cdot R_f}{R_i + R_f} \cdot (I_a - I_b) \right] = \frac{R_i + R_f}{R_i} \cdot \frac{R_i \cdot R_f}{R_i + R_f} \cdot I_{OS} = R_f \cdot I_{OS}$$

Quest'ultima espressione è di notevole importanza poiché dimostra che la tensione di offset di uscita dipende dal valore attribuito alla resistenza R_f essendo direttamente proporzionale a questa. Per questo motivo è opportuno attribuire alla stessa resistenza valori non elevati e successivamente scegliere il valore della R_i in funzione del guadagno desiderato.

Figura 5.3 *Inseguitore di tensione con amplificatore operazionale*

Questa precauzione, se può essere eccessiva per gli operazionali con stadio differenziale di ingresso a Fet o Mosfet, per i quali si può anche non fare ricorso alla resistenza R_p, va tenuta invece presente negli operazionali con stadio di ingresso a BJT per i quali la presenza della R_p è d'obbligo.

Esempio 5.1

Utilizzando l'op-amp LM741 si dimensioni uno stadio amplificatore non invertente in continua – figura 5.7 – con guadagno pari a 20 su un carico $R_L = 5$ kΩ limitando, per quanto è possibile, la tensione di offset di uscita.

Soluzione

Per prima cosa sarà opportuno attribuire alla R_f un valore non troppo elevato. Si porrà, per esempio:

$$R_f = 47 \text{ k}\Omega$$

Essendo $A_{CL} = 1 + (R_f / R_i)$, da questa si ricava per R_i l'espressione:

$$R_i = R_f / (A_{CL} - 1)$$

Si ha quindi per $A_{CL} = 20$:

$$R_i = 47000 / 19 = 2473\ \Omega$$

Si potrà usare per R_i il valore normalizzato di 2,2 kΩ col quale si avrà un guadagno più elevato della richiesta ($A_{CL} = 22{,}36$), oppure si potranno porre per R_i due resistenze da 4,7 kΩ in parallelo che danno una resistenza equivalente di 2350 Ω. Si opterà per quest'ultima soluzione che conduce a un guadagno pari a 21.
Al fine di diminuire la corrente di offset si disporrà in serie all'ingresso non invertente la resistenza

$R_p = R_f//R_i$ = 2238 Ω. Si potrà porre R_p = 2,2 kΩ. Noti il guadagno A_{OLo} ad anello aperto dell'operazionale e la sua frequenza di taglio intrinseca f_t, tramite la [4.16] (si veda articolo precedente) si calcola la frequenza di taglio f_H . Essendo per l'LM741:

$$f_t = 5 \text{ Hz} \qquad A_{OLo} = 200000$$

dalla [4.16] si avrà:

$$f_H = (200000 \times 5) / 20 = 50 \text{ kHz}$$

Figura 5.4 *Forme d'onda in ingresso e in uscita nell'inseguitore di tensione di cui alla figura 5.3. Le due tensioni V_i e V_o sono in fase e hanno la medesima ampiezza.*

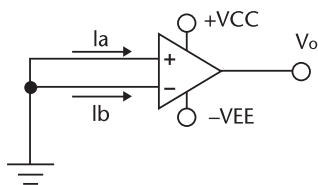



Figura 5.5 *Ponendo a massa i due ingressi dell'op-amp nella maglia chiusa che si viene così a determinare si ha una corrente di offset che contribuisce alla presenza di una tensione di offset in uscita.*

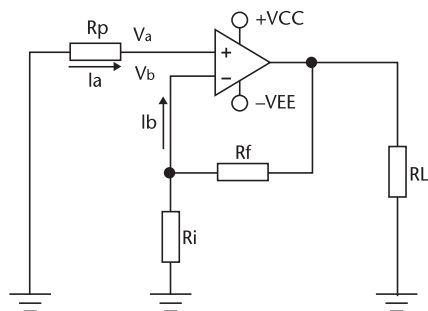



Figura 5.6 *Schematizzazione della reazione negativa in un qualsiasi op-amp reazionato*

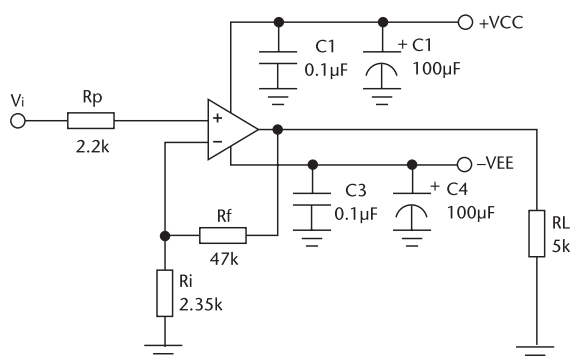



Figura 5.7 *Schematizzazione della reazione negativa in un qualsiasi op-amp reazionato*

La figura 5.7 riporta lo stadio qui dimensionato mentre la figura 5.8 ne riporta la risposta in frequenza ottenuta in simulazione. A –3 dB – distanza (*c* – *d*) fra i marker orizzontali – la banda passante si estende da 0 Hz a circa 50 kHz (*Xa*= 47,58 kHz) in accordo col valore su calcolato. L'ordinata *Yd* = 26,4 dB indica il guadagno dell'amplificatore. A 26,4 dB corrisponde un guadagno pari a 20,89.

Altre benefici effetti della reazione, così come la necessità di disporre i condensatori $C_1 \div C_4$ sui due rami dell'alimentazione dell'op-amp – figura 5.7 – saranno esposti in seguito.

5.5 VERIFICA CON SPICE

La diminuzione della tensione di offset di uscita ottenuta tramite l'inserimento della resistenza R_p, si può evidenziare attraverso la simulazione con SPICE come evidenziano i dati riportati nei circuiti di cui alla figura 5.9.

In assenza della R_p la tensione presente sull'uscita – figura 5.9 a – risulta pari a 3,98 mV, mentre con la resistenza R_p posta fra l'ingresso non invertente e massa – figura 5.9 *b* – la tensione di offset di uscita si porta a un valore notevolmente più basso risultando pari a 236 µV.

Si noti altresì come le tensioni presenti sui due

Figura 5.8 *Schematizzazione della reazione negativa in un qualsiasi op-amp reazionato*

ingressi dell'op-amp siano pressoché coincidenti.

PER IL LETTORE

I diagrammi qui riportati sono stati ricavati con il software di simulazione CircuitMaker della Microcode Engineering Inc. – Utah – USA, che utilizza SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) realizzato dalla Microcode Engineering Inc. – Utah – USA. Sito Internet: microcode.com.

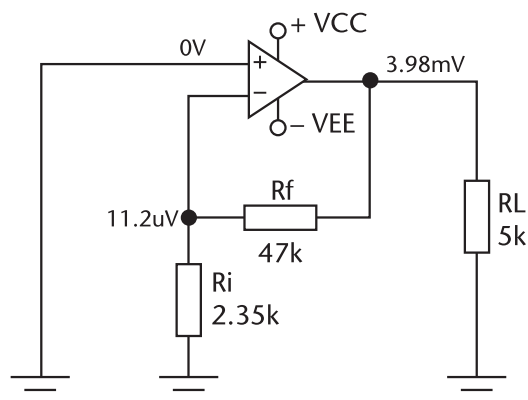
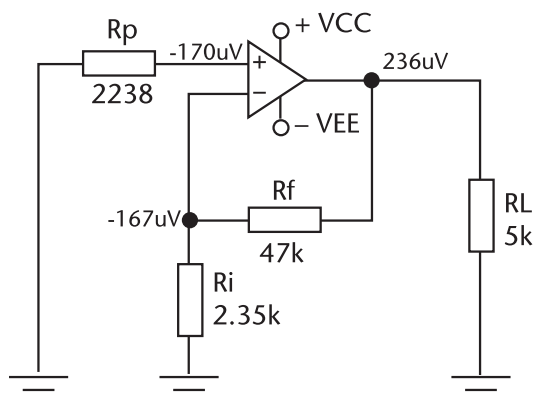



Figura 5.9 *Con riferimento al circuito di cui alla figura 5.8 i risultati ricavati tramite SPICE dimostrano come la presenza della resistenza R_p pari al parallelo della R_f con la R_i porti la tensione di offset di uscita da 3,98 mV a 236 µV*

Le so tutte!!!

Risposta al quesito codice LST24005

La potenza dissipata dal diodo zener è data dal prodotto V•I dove V è la tensione ai capi del diodo ed I la corrente che lo attraversa.
La tensione ai capi del diodo è fissa (5,1V) quindi affinché venga dissipata una potenza pari a 0,125W (la metà di quella massima) il diodo dovrà essere percorso da una corrente I=0,125/5,1=24,5mA.
Il carico da 470Ω avendo ai suoi capi la tensione di 5,1V imposta dallo zener, viene percorso da una corrente pari a 5,1/470=10,85mA.
La corrente che scorre in R è dunque la somma della corrente nel diodo e quella nel carico e vale dunque 35,35mA.
La tensione ai capi di R è 9-5,1=3.9V per cui R è data da 3,9V/35,35mA=110Ω (circa).

Il vincitore di Maggio 2005 (Vincitore LST23904)
I nostri complimenti a Marco Albini di Milano
che vince un abbonamento a Fare Elettronica!

Mikrobasic per PICmicro

Dopo l'ampia panoramica della scorsa puntata, rivolta alle uscite del PIC, eccoci stavolta a parlare degli ingressi del nostro micro. Impariamo a collegare pulsanti, interruttori e sensori per poter ottenere il massimo da questo straordinario dispositivo.

Il PIC, si sa, è stato progettato per poter risolvere ed eseguire, in maniera del tutto indipendente, una serie di compiti impartiti dal programmatore. Esso dunque è capace di prendere autonomamente le decisioni e di comportarsi di conseguenza, riuscendo a pilotare carichi esterni di qualunque natura. Questo suo funzionamento è affiancato, nella maggior parte dei casi, da eventi esterni, ossia da impulsi o dati provenienti da altre apparecchiature collocate non necessariamente nell'ambito del circuito principale. Sono proprio queste informazioni, trasmesse dall'uomo o da un altro tipo di periferica, che possono condizionare il normale evolversi del programma, o addirittura determinare un particolare risultato del software sviluppato. Esistono alcune applicazioni che, senza l'immissione esterna di informazioni, non potrebbero operare correttamente. Studieremo in questo articolo alcune modalità di comunicazione tra il nostro piccolo microcontrollore e il mondo che lo circonda, in modo da interfacciarlo al resto della circuiteria, discreta o integrata.

L'INGRESSO

Con il termine *ingresso* si intende uno o più terminali ai quali possono venir applicati sia la corrente che la tensione. Spesso è indicato con l'equivalente parola inglese **input**. Un ingresso può essere *analogico* se la grandezza applicata è appunto di natura analogica, e che quindi il suo range di applicazione può variare con continuità e linearità da un minimo ad un massimo consentito. Può essere inoltre *digitale* se la grandezza applicata corrisponde *solamente* a due valori possibili. Se, *digitalmente* parlando, questi valori sono il vero e il *falso*, in senso analogico possono rivestire due valori ben determinati che rappresentano appunto le due possibilità.
Potremmo avere quindi un segnale di 0 Volt e di 5 Volt per rappresentare rispettivamente un valore di falso e vero, ma potremmo avere anche un segnale che può assumere il valore di 0 Volt e di 12 Volt, sempre per rappresentare il falso e il vero. Si potrebbe addirittura avere anche una tensione analogica di –12 Volt (negativi) e di 0 Volt per rappresentare una condizione di Vero e di Falso (quest'ultimo caso utilizzato nella codifica a logica negativa). Insomma si usa sempre una coppia di valori relativi che devono riprodurre la condizione di due stati logici ben precisi. Esiste anche la logica *three states* (logica a tre stati), ma non fa parte della nostra argomentazione.

GLI INGRESSI DEL PIC

Gli ingressi del nostro micro 16F84 funzionano tutti con logica digitale positiva. Questo vuol dire che se applichiamo un tensione di 5 Volt (rispetto a massa) ad un pin (naturalmente configurato come input), il suo stato logico sarà *alto*, mentre se lo colleghiamo a massa, direttamente o attraverso una rete, il suo stato logico sarà *basso*. Il software, sarà in poi grado di riconoscere facilmente lo stato delle porte attraverso dei registri speciali e si comporta di conseguenza, in base alle specifiche del progetto da realizzare. Si tratta di ingressi ad elevata impedenza, quindi, la maggior parte delle fonti di segnale esterno, può essere direttamente collegato senza dover preventivamente adattare

Utilizzare al meglio gli ingressi del PIC

di Giovanni Di Maria
g.dimaria@farelettronica.com

l'impedenza stessa. L'importante che si rispetti la tensione di 5 volt per il livello logico alto.

Valori digitali e analogici per gli ingressi del PIC16F84	
Valore digitale	Valore analogico
Alto (1, Vero, ON, True, H)	+ 5 Volt (rispetto a massa)
Basso (0, Falso, OFF, False, L)	0 Volt (rispetto a massa)

SEGNALI MAGGIORI DI 5 VOLT

In linea di principio, quando un segnale, proveniente dall'esterno del PIC, supera i 5 Volt, deve essere assolutamente abbassato, ossia adeguato in modo da assumere in ogni caso il valore di 5 volt, pena il possibile danno del microcontrollore. Normalmente questa operazione si effettua adottando un partitore di tensione che abbassa il livello esterno alla soglia desiderata. Per esempio: si debba processare un segnale proveniente da un sensore logico che fornisce le tensioni di +20 Volt (cc) e 0 Volt per esprimere rispettivamente i valori logici di vero e di falso. Preso così com'è, tale segnale non è assolutamente utilizzabile dal PIC, ma tramite una opportuna riduzione, attraverso un partitore, otteniamo lo scopo.
N.B. Si assume che il sensore sia capace di fornire la tensione su bassa impedenza, in modo che le resistenze di partizionamento non influiscano con il segnale generato. Ricordate dunque, il PIC lavora solo con segnali di 5 Volt e 0 Volt.
In figura 1 viene mostrato il tipo di collegamento che si deve realizzare per abbassare il livello di tensione a valori accettabili. Calcolate le resistenze utilizzando la legge di Ohm.

DUE TASTI, UN LED

Riproponiamo adesso il progetto dei due pulsanti e di un diodo led. Si debba creare il seguente prototipo: su RB0 c'è collegato un diodo LED rosso, su RB1 un pulsante normalmente aperto e su RB2 un altro pulsante normalmente aperto. Il circuito deve comportarsi nel modo seguente:

- All'accensione del circuito entrambi i LED sono spenti.
- Se si preme il primo pulsante (su RB1) il LED dovrà illuminarsi e dovrà mantenere tale stato anche al rilascio del pulsante stesso.
- Se si preme il secondo pulsante (su RB2) il LED dovrà spegnersi e dovrà mantenere tale stato anche al rilascio del pulsante stesso.

Realizzate lo schema della figura 2. Il prototipo può anche essere montato su basetta mille fori. Guardando lo schema si nota che il Led è collegato, tramite la solita resistenza di limitazione di corrente, al pin RB0; quest'ultimo sarà quindi considerato come Output. Sui pin RB1 e RB2

Figura 1 Partizionamento del segnale di ingresso

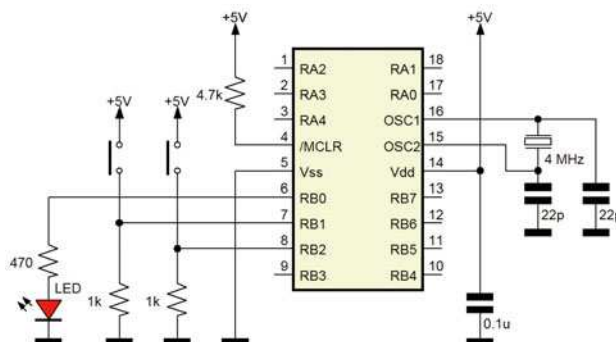



Figura 2 Schema con un LED e due pulsanti

sono collegati invece due pulsanti normalmente aperti. Ecco il funzionamento del circuito: se un pulsante è aperto (cioè non premuto) esso non si collega ai 5 Volt dell'alimentazione, pertanto RB1 (o RB2) sarà connesso a massa tramite la resistenza di 1K (resistenza di *pull-down*). In altre parole tale resistenza "forza" lo stato logico basso (0V) dell'ingresso RB1 (o RB2). Viceversa, quando il pulsante è premuto, il pin RB1 (o RB2) si connetterà direttamente ai 5 Volt dell'alimentazione.
Il pin passerà pertanto a livello logico 1 e la resistenza di pull-down non costituirà assolutamente un ostacolo, in quanto su di essa scorrerà una corrente di soli 5 mA (essendo l'ingresso stesso ad alta impedenza). Volendo "consumare" meno corrente, potremo benissimo "alzare" il valore di tali resistenze fino a 47 Kohm senza problemi. L'importante è che siano presenti, altrimenti, data l'alta impedenza dei suoi terminali, il PIC potrebbe recepire il segnale logico in maniera ambigua (ossia vi sarebbe la presenza di alternati valori 1 e 0 senza apparenti spiegazioni "logiche"). Ecco come il PIC riconosce gli eventi esterni: solamente con segnali logici 0-1 che corrispondono a due livelli analogici 0 Volt e 5 Volt. Studiamo adesso il relativo programma, leggendo attentamente anche i commenti:

```
program Input1

main:
    'definiamo RB2 e RB1 come entrate e RB0
    'come uscita.
    trisb=%00000110

    'Azzeriamo adesso la SOLA porta in
    'OUTPUT (RB0). Non settiamo MAI da
    'software i pin configurati come input.
    'Potrebbe essere pericoloso (per il PIC).
    portb.0=0 'Spegniamo LED

    ciclo:    'Label di iterazione
       if portb.1=1 then 'Se premo pulsante 1
          portb.0=1      'accende LED
       end if
       if portb.2=1 then 'Se premo pulsante 2
          portb.0=0      'spegne LED
       end if
    goto ciclo
end.
```

Dopo le definizioni di rito che comandano il funzionamento della porta e il suo azzeramento, si passa direttamente ad esaminare lo **stato logico** delle due porte-ingresso. Questa operazione viene svolta dal comando IF-THEN che in italiano vuol dire SE-ALLORA. Il micro inizialmente si domanda SE lo stato della RB1 (dove è montato il primo pulsante) si trova a livello logico alto (1). Se così è, viene subito eseguita la successiva istruzione (portb.0=1) cioè effettua l'accensione del led su RB0 (o portb.0, che poi è la stessa cosa). Se invece il livello su RB1 è basso (pulsante non premuto) la successiva istruzione (sempre portb.0=1) è ignorata e quindi non eseguita.
Continuando l'esecuzione, il micro si pone usa seconda domanda, cioè se lo stato logico presente su portb.2 (RB2) è alto (pulsante premuto). Se così è, viene eseguita la successiva istruzione (portb.0=0) e il LED si spegne sino ad altra comunicazione.
Con il comando *goto ciclo*, l'intero processo si ripete all'infinito.
Abbiamo realizzato una sorta di switch digitale che prevede l'accensione e lo spegnimento mediante due pulsanti indipendenti, adibiti esclusivamente a questo scopo.
Il diodo Led può essere idealmente sostituito da altro componente di potenza, previo adattamento del circuito.

IL "RUMORE" DEI CONTATTI

Quando azioniamo un interruttore o premiamo un pulsante, siamo convinti che il segnale, da un certo livello, passi immediatamente ad un altro livello. In teoria accade proprio questo. Facciamo riferimento per un attimo allo schema della figura 3. Si tratta di un semplicissimo circuito composto da un generatore di corrente, da un interruttore e da una lampadina che funge da carico utilizzatore.

Esaminiamo adesso la figura 4: il grafico indica la corrente che attraversa il circuito in vari momenti, simulando l'azione di un interruttore azionato molte volte in un certo intervallo di tempo.
La figura indica solamente il flusso *teorico*, in quanto presuppone la presenza di componenti *ideali*, e quindi "perfetti" sia nelle caratteristiche meccaniche che quelle elettroniche.

Ma nella realtà non è così: durante l'azionamento dell'interruttore, il cambiamento dello stato analogico del circuito non avviene così nettamente, come dice la teoria, ma la corrente subisce una serie di variazioni repentine e casuali, che ne fanno risultare un segnale elettrico tutt'altro che pulito. Guardiamo allora la figura 5 per rendercene subito conto.

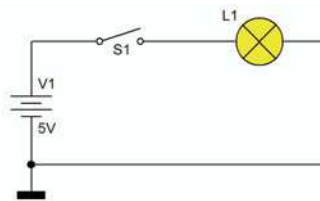
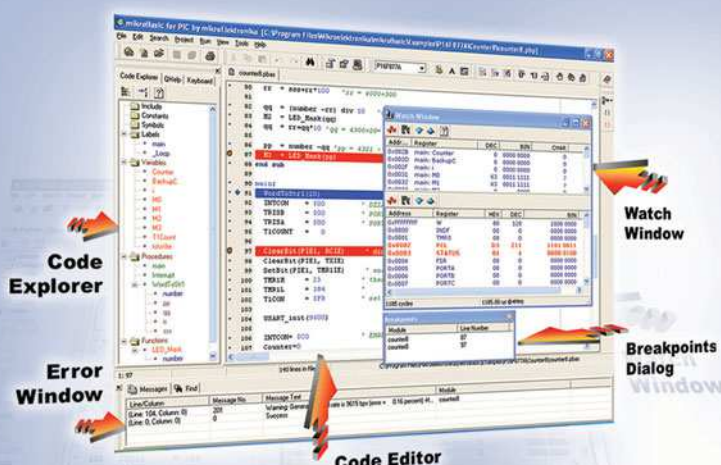



Figura 3 Circuito con interruttore

Come si nota, nonostante le aperture e le chiusure dell'interruttore siano ben distinte, il relativo passaggio di corrente risulta affetto da interferenze non desiderate.
Questo disturbo è denominato **rumore elettrico**, ossia quel breve segnale indesiderato e ad alta frequenza la cui ampiezza potrebbe risultare fastidiosa per il processo di acquisizione dati, in quanto potrebbe alterare le informazioni trasmesse. Questo problema è *sempre* presente nei dispositivi meccanici (pul-

Figura 4 Andamento "teorico" della corrente derivante dallo stato ell'interruttore

Figura 5 Andamento "reale" della corrente derivante dallo stato dell'interruttore

Software Mikrobasic

Un potente compilatore Basic per PICmicro

✔ Code Editor
✔ Code Explorer
✔ Debugger
✔ Statistiche

Tutto in un ambiente Windows facile ed intuitivo

Un set di strumenti veramente indispensabili per sviluppare applicazioni con i PICmicro

Ordinalo subito su www.farelettronica.com oppure telefona allo 02.66504794

santi, relè, interruttori, deviatori, chiavi elettriche, tastiere e commutatori a contatto).

Effetti indesiderati

Se non si eliminasse il problema, i risultati delle elaborazioni potrebbero essere enormemente sfalsati. Pensiamo ad esempio a quei circuiti presenti nei supermercati che servono ad eliminare le code disordinate e a gestire ordinatamente i turni dei clienti.
Ad una pressione del tasto di avanzamento, non si avrebbe il normale incremento di una unità del contatore, bensì un aumento molto elevato e casuale, proprio per la presenza di quei segnali e rumori, che vengono interpretati dal sistema come segnali logicamente corretti.

Il rimbalzo

Il fenomeno che ne deriva è chiamato **rimbalzo** ed è dovuto *alla non perfetta adesione* delle parti mobili che vengono in contatto tra di loro (potrebbero essere anche parzialmente ossidate). Meccanicamente è impossibile da eliminarlo, ma per fortuna esistono alcuni artifizi elettronici che lo annullano completamente.

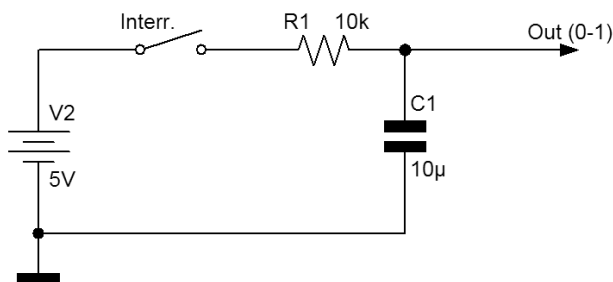



Figura 6 Circuito antirimbalzo RC

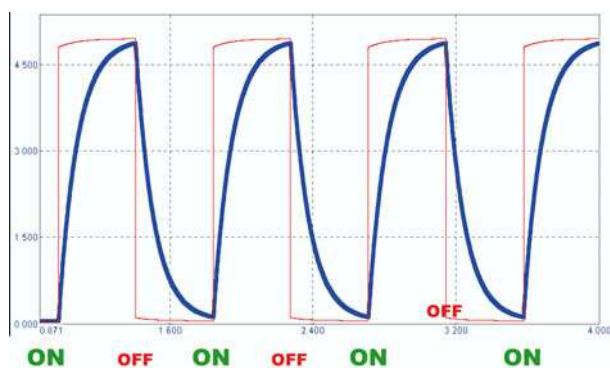



Figura 7 La tensione all'uscita del circuito RC antirimbalzo

Queste tecniche vengono definite appunto di **antirimbalzo**. Accenneremo molto brevemente due tecniche hardware, fornendo solo lo schema elettrico mentre approfondiremo le tecniche software, ossia alcune procedure in Basic che eliminano tale disturbo.

Primo metodo hardware

Questo metodo utilizza una opportuna rete RC per eliminare il problema. Si tratta di un'applicazione particolare dell'integratore, usato quale attenuatore del rimbalzo.
La figura 6 riporta tale soluzione. Il circuito permette l'applicazione di uno "0" logico quando l'interruttore è aperto e un "1" logico quando esso è chiuso.
I componenti assicurano un perfetto *smorzamento* degli effetti del rimbalzo ammorbidendo quindi il segnale risultante.

Il comportamento del circuito è raffigurato nel grafico della figura 7, in cui si evince l'andamento della tensione (molto morbida)..all'uscita del dispositivo.

Secondo metodo hardware

Quest'altro metodo è decisamente più complicato, in quanto si utilizzano le porte logiche, combinate opportunamente tra loro, per eliminare il disturbo. Il dispositivo che ne scaturisce prende il nome di flip-flop.
Si utilizzano allo scopo due porte NOR collegate come mostrato in figura 8.
In uscita Q avremo sempre un segnale pulitissimo e eventuali impulsi spuri all'ingresso non avranno effetti indesiderati e saranno eliminati alla fonte.

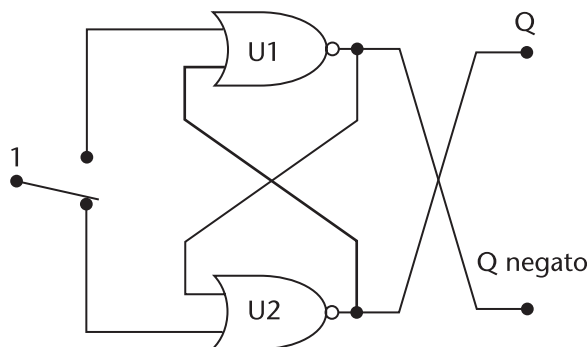



Figura 8 Circuito antirimbalzo flip-flop S-R

Terzo metodo software

È il metodo che più ci interessa, in quanto è proprio questo che utilizzeremo nei nostri studi e nei nostri progetti. Non utilizza alcun artifizio circuitale, ma è solo una tecnica di programmazione che consente di eliminare del tutto il fastidioso rumore elettrico dei contatti.

CONTATORE UP-DOWN AD UNA CIFRA

Bene, adesso che abbiamo esaminato i vari metodi per eliminare il rimbalzo dei contatti, realizziamo un contatore, composto da una sola cifra (un display a 7 segmenti) che proceda avanti ed indietro di una unità, utilizzando semplicemente due pulsanti normalmente aperti. Realizziamo per lo scopo lo schema di cui alla figura 9.

Il software

Trascriviamo il programma seguente nell'editor del compilatore, compiliamo e scarichiamo il file prodotto con estensione .HEX sul nostro micro *[Listato 1]*.

Il programma è molto corto ma contiene preziosismi e trucchi vari. Abbiamo definito l'array di costanti, *display*, che contiene i codici delle dieci cifre da visualizzare. La variabile *k* invece ha la funzione di tenere in memoria il conteggio. Si passa poi all'azzeramento e alla definizione delle porte attraverso i soliti registri PORT e TRIS.

[Listato 1]

```
program seven_segment01

   const display as byte[10]= (63,6,91,79,102,109,125,7,127,111)
   dim k as byte 'Variabile che contiene il NUMERO (0-9)
main:

   porta=0 'Azzera porta
   portb=0 'Azzera portb
   trisa=%00011 'RA0 e RA1 Input
   trisb=0 'definisce PORTB in output

   k=0 'Azzera Cifra
   while true
      '------Processa TASTO 1-------
      if (porta.0=1) and (k<9) then 'Se premo Tasto 1
         k=k+1 'Incrementa contatore
         while porta.0=1 'Ciclo anti REPEAT
         wend
      end if
      '------Processa TASTO 2-------
      if (porta.1=1) and (k>0) then 'Se premo Tasto 2
         k=k-1 'Decrementa contatore
         while porta.1=1 'Ciclo anti REPEAT
         wend
      end if
      '----Visualizzazione
      portb=display[k] 'visualizza numero
      Delay_ms(100) 'Pausa per ANTIRIMBALZO
   wend
end.
```

Adesso viene il bello. Tutto il programma itera attorno ad un ciclo infinito limitato dagli statements *while – wend*. Tale ciclo non termina mai in quanto è specificata una condizione vera (true) che non potrà mai cambiare.
Con la prima istruzione *IF* è processato il tasto su RB0 che è adibito all'incremento del numero. Per aumentare di una unità la cifra, occorre il verificarsi di **due** condizioni, ossia che venga premuto il tasto stesso (porta.0=1) e (**AND**) che il contatore non si trovi al limite del suo conteggio (k<9). Solo così il programma può far aumentare di una unità la variabile k (k=k+1). Subito dopo è eseguito un altro ciclo iterativo che blocca il programma per tutto il tempo in cui il tasto è premuto.
Si evita così il fastidioso effetto *repeat*, che modificherebbe il valore del display per tutta la durata della pressione del tasto.
Il tasto di decremento segue la stessa filosofia di ragionamento, con le ovvie variazioni del caso.Il valore della variabile *k* è così visualizzato sul display attraverso il comando `portb=display[k]` che assegna alla PORTB il valore di codifica del numero. Infine riveste tantissima importanza lo stato di attesa finale, attraverso il comando `Delay_ms(100)` che elimina completamente l'effetto rimbalzo, semplicemente rallentando l'esecuzione del programma. Se volete fare qualche studio didattico, provate ad eliminare (uno alla volta) i cicli interni al processo dei tasti (cicli anti repeat while wend) ed il ritardo antirimbalzo delay_ms.
Vi renderete subito conto che l'affidabilità del conteggio è alquanto compromessa.

Figura 9 *Schema di contatore up-down con due pulsanti n/a*

EVENTI ESTERNI SIMULTANEI

Molto spesso si ha l'esigenza di processare un evento SOLAMENTE quando si verificano due o più condizioni, ma contemporaneamente.
Applicheremo in questa sezione alcuni chiari concetti a riguardo. In questi casi è sempre il software a preoccuparsi della rilevazione dei fatti esterni.

Utilizzo combinato dei tasti

Supponiamo di aver bisogno di un circuito, dotato di tre diodi Led (o lampade o motori) e due pulsanti (n/a), che abbia le seguenti caratteristiche:

- All'accensione i tre Led sono spenti.
- Se si preme il pulsante uno, si accendono in sequenza (singolarmente e continuamente) i Led 1, 2 e 3, al ritmo di 100 mS.
- Se si preme il pulsante due, si accendono sin

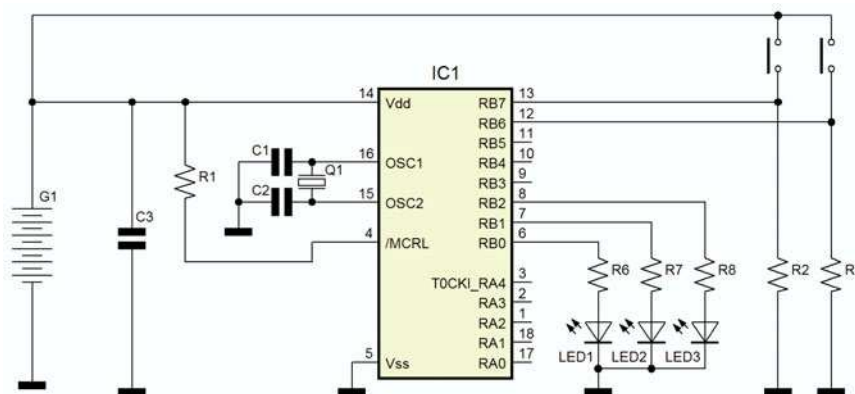



Figura 10 *Schema elettrico con tre Led e due pulsanti*

sequenza (singolarmente e continuamente) i Led 3, 2 e 1 (quindi in senso inverso) al ritmo di 100 mS.
- Se si premono contemporaneamente i due pulsanti, i tre Led si spengono ed il circuito continua a restare in attesa di ulteriori comandi (loop infinito).

Realizziamo allo scopo il circuito della figura 10.

Il software

Questa volta tutte le periferiche sono collegate alla PORTB, cosicché il suo funzionamento è promiscuo. Diamo un'occhiata al programma *[Listato 2]*.

C'è una grande novità: l'utilizzo del comando *SELECT…CASE*. Esso sostituisce validamente la funzione *IF* quando vi sono numerose condizioni da verificare.
In pratica viene esaminata la variabile stato: a seconda del suo valore, viene eseguita la successione dei comandi relativi, rappresentati dalla clausola *CASE n*, dove n è appunto il valore della variabile in oggetto.
Perché non abbiamo controllato direttamente lo stato dei tasti?
Poiché esso è solamente un evento momentaneo, che si modifica solamente durante la pressione di questi.
Noi abbiamo invece bisogno di un segnalatore, che tenga in memoria l'evento accaduto anche quando il tasto non è più premuto.
In questo programma abbiamo applicato un concetto molto importante, ossia quello di prevedere ben tre eventi avendo a disposizione solamente due tasti. Meditate molto su questo punto…
La tabella della *verità* illustra chiaramente il risultato finale di un'espressione, date due condizioni iniziali:

Tabella della verità della condizione AND del prototipo

Tasto 1	Tasto 2	Effetto finale
0	0	0 - Comportamento non previsto
0	1	0 - Lampeggio avanti
1	0	0 - Lampeggio indietro
1	1	1- Spegnimento dei due Led

Un programma può essere scritto in tanti modi diversi. Non esiste una sola tipologia di routine o di algoritmo. Lo stile di codifica dipende anche dal proprio carattere, dalla propria logica di ragionamento e di raziocinio.
Pertanto gli esempi proposti non costituiscono (per fortuna) un modello assoluto da seguire ma solamente un'utile traccia da tenere in considerazione durante lo sviluppo del proprio software.

PULSANTI PER GIOCHI A QUIZ

Avete mai visto in tv i giochi a quiz? In questi tipi di giochi viene posta dal presentatore la domanda, a cui devono rispondere i concorrenti nel più breve tempo possibile.
Chi preme per primo il proprio pulsante acquisisce il diritto di risposta, ma soprattutto esclude gli altri concorrenti ad avere lo stesso diritto. In altre parole disabilita la prenotazione degli avversari. In questa sezione realizzeremo proprio questo prototipo.

Figura 11 *Schema elettrico della pulsantiera per Quiz*

L'hardware

Il nostro dispositivo consisterà naturalmente solo della parte elettronica e della parte software. Non saranno quindi comprese (per ovvie ragioni) le relative cabine munite di cuffie e di vetri insonorizzati. Scherzi a parte, il prototipo sarà formato da:

[Listato 2]

```
program Contemporaneo

dim stato as byte
'La variabile stato serve per memorizzare la situazione che si viene a creare con
'la pressione dei tasti. Essa prevede questi tre valori con i quali il software
'si comporta di conseguenza:
' stato=1  quando e' stato premuto il tasto 1
' stato=2  quando e' stato premuto il tasto 2
' stato=3  quando sono stati premuti entrambi i tasti

main:
   portb=0 'Azzera portb
   trisb=%11000000 'RB7 e RB8 Input

   while true
      Delay_ms(50) 'Pausa per antirimbalzo
      '-----Processo del TASTO 1------
      if (portb.6=1) and (portb.7=0) then '(SOLO tasto 1)
         stato=1
      end if
      '-----Processo del TASTO 2------
      if (portb.6=0) and (portb.7=1) then '(SOLO tasto 2)
         stato=2
      end if
      '-----Processo del TASTO 3------
      if (portb.6=1) and (portb.7=1) then '(tasto 1 e 2)
         stato=3
      end if
      '======Adesso processa le 3 situazioni===
      select case stato
         case 1
            portb.0=1 'Accende led 1
            portb.1=0 'Spegne led 2
            portb.2=0 'Spegne led 3
            delay_ms(100)
            portb.0=0 'Spegne led 1
            portb.1=1 'Accende led 2
            portb.2=0 'Spegne led 3
            delay_ms(100)
            portb.0=0 'Spegne led 1
            portb.1=0 'Spegne led 2
            portb.2=1 'Accende led 3
            delay_ms(100)
         case 2
            portb.0=0 'Spegne led 1
            portb.1=0 'Spegne led 2
            portb.2=1 'Accende led 3
```

```
            delay_ms(100)
            portb.0=0 'Spegne led 1
            portb.1=1 'Accende led 2
            portb.2=0 'Spegne led 3
            delay_ms(100)
            portb.0=1 'Accende led 1
            portb.1=0 'Spegne led 2
            portb.2=0 'Spegne led 3
            delay_ms(100)
         case 3
            portb.0=0 'Spegne led 1
            portb.1=0 'Spegne led 2
            portb.2=0 'Spegne led 3
      end select
   wend
end.
```

- 3 pulsanti normalmente aperti (uno per ogni concorrente).
- 3 diodi Led da porre in ogni cabina, che confermano l'avvenuta acquisizione del diritto a rispondere, e quindi indicano quale dei tre concorrenti ha prenotato per primo. I led possono (e devono) essere rimpiazzati da altrettante lampade di potenza (precedute dai relativi transi-

Scheda easyPIC2

La rivoluzionaria scheda di sviluppo per PICmicro

- ✔ Programmatore USB on-board
- ✔ Tastiera a 32 tasti
- ✔ 32 LED per il monitoraggio degli I/O
- ✔ 4 cifre LED a 7 segmenti
- ✔ Predisposizione per moduli LCD alfanumerici
- ✔ Predisposizione per comunicazione RS232
- ✔ Alimentazione esterna o tramite bus USB
- ✔ Fornita con PIC16F877
- ✔ Supporta tutti i PIC a 8, 14, 18, 28 e 40 pin

Ordinalo subito su www.farelettronica.com oppure telefona allo 02.66504794

stor) se si intende utilizzare il dispositivo durante un reale gioco a premi.

- 1 altoparlante a media impedenza (o un amplificatore BF) che emette un tono quando un qualsiasi concorrente ha premuto il proprio pulsante.

Configurazione della PORT-B

RB7	RB6	RB5	RB4	RB3	RB2	RB1	RB0
PULSANTE	PULSANTE	PULSANTE	SPEAKER		LED	LED	LED
1	1	1	0	0	0	0	0

Figura 12 Mappatura della PORT-B per la pulsantiera per Quiz

Schema elettrico

Lo schema elettrico è illustrato in figura 11.
Come si nota, su RB0, RB1 e RB2 sono montati i Led indicatori, pertanto questi tre pin sono configurati come uscite. RB3 è lasciato libero. Su RB4 è collegato un altoparlante di resistenza elevata, per non saturare l'uscita. Su RB5, RB6 e RB7 sono installati tre pulsanti normalmente aperti, a disposizione dei concorrenti. La "mappatura" della PORT-B è raffigurata in figura 12.

Analisi procedurale

Il dispositivo si comporta nel seguente modo: all'accensione del circuito, i tre led e l'altoparlante saranno spenti. Un ciclo infinito molto veloce controlla ciclicamente la pressione di uno dei tre tasti. È impossibile che si verifichi la pressione contemporanea di due pulsanti: c'è sempre una frazione di tempo che intercorre tra gli eventi. Appena il sistema si accorge del tasto premuto, blocca la sua scansione ciclica, accende il relativo led per un certo numero di secondi ed emette in altoparlante una nota acustica. Dopo qualche secondo sia il led che l'altoparlante si disattivano ed il sistema continua la sua normale procedura di attesa e di controllo.

Il software

Occorre studiare a fondo, comprendendolo bene, il listato 3.

Notiamo nel programma due cicli nidificati: il primo ciclo, comandato dal comando *while – wend* costituisce un loop infinito, per assicurare la continuità del gioco. Il secondo invece è quello che controlla, assieme agli statement *if*, la pressione dei tasti.
Tale ciclo si conclude quando la condizione specificata è vera (loop until premuti=1) ossia quando la variabile *premuti* viene posta a 1, attestando così la pressione di uno dei tre pulsanti. I tre statement *if*, oltre a controllare la pressione dei tasti, assicurano, con la seconda condizione *(if (portb.5=1) and (premuti=0) then)* la discriminazione incondizionata del concorrente, ossia la sicura determinazione del giocatore che ha risposto per primo, senza alcuna ambiguità .
Appena il programma esce dal ciclo interno, segno che qualcuno ha premuto il pulsante di gioco, avviene l'accensione del relativo Led, posto sulla cabina del concorrente e, subito dopo, è generata la nota acustica di 500 Hz per la durata di un secondo, grazie alla produzione di un'onda quadra da parte del ciclo *for – next*. Dopo la pausa di 5 secondi, che assicura l'illuminazione continuata del diodo Led, e la momentanea interdizione dei tre tasti, tutti i Led (anche quelli non illuminati)..vengono spenti ed il ciclo di gioco continua sino all'infinito.

CONTA PEZZI DIGITALE

Bene, come ultima applicazione proponiamo adesso un utile conta pezzi digitale. Può essere sicuramente utilizzato in tutte quelle applicazioni in cui occorre gestire il conteggio di avvenimenti o episodi simili e ripetitivi. Esempi classici

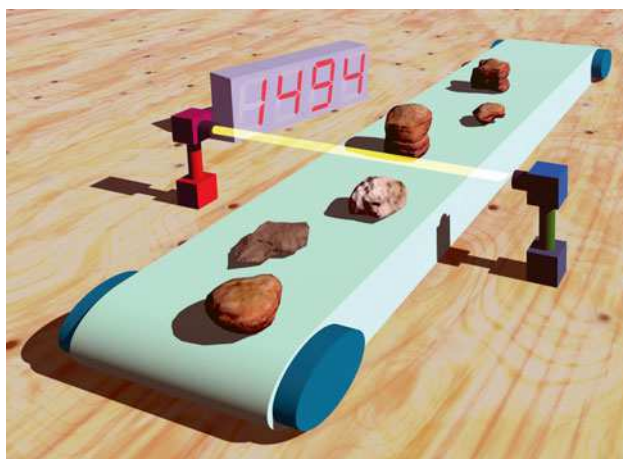



Figura 13 Simulazione di un conta-pezzi

[Listato 3]

```
program Quiz

dim tasto1 as byte
dim tasto2 as byte
dim tasto3 as byte
dim premuti as byte
dim k as word

main:
   portb=0 'Azzera PORTB
   trisb=%11100000  ' Definisce funzionalita' PORTB

   while true
      tasto1=0 ' Azzera stato tasto1
      tasto2=0 ' Azzera stato tasto2
      tasto3=0 ' Azzera stato tasto3
      premuti=0 ' Presuppone che NESSUN tasto sia premuto

      do ' Mentre non si preme NULLA
         ' Se si preme tasto1 e nessun altro e' premuto
         if (portb.5=1) and (premuti=0) then
            tasto1=1 ' Memorizza lo stato del tasto1
            premuti=1 ' Assume che c'e' stata la PRESSIONE
         end if
         ' Se si preme tasto2 e nessun altro e' premuto
         if (portb.6=1) and (premuti=0) then
            tasto2=1 ' Memorizza lo stato del tasto2
            premuti=1 ' Assume che c'e' stata la PRESSIONE
         end if
         ' Se si preme tasto3 e nessun altro e' premuto
         if (portb.7=1) and (premuti=0) then
            tasto3=1 ' Memorizza lo stato del tasto3
            premuti=1 ' Assume che c'e' stata la PRESSIONE
         end if
      loop until premuti=1

      ' Se l'esecuzione arriva QUI vuol dire che e' stato premuto un tasto
      if tasto1=1 then ' Se premuto tasto 1
         portb.0=1       ' Accende Led 1
      end if
      if tasto2=1 then ' Se premuto tasto 2
         portb.1=1       ' Accende Led 2
      end if
      if tasto3=1 then ' Se premuto tasto 3
         portb.2=1       ' Accende Led 3
      end if
```

```
      '--Genera nota a 500 Hz per 1 secondo--
      for k=1 to 500
         portb.4=1 ' Onda quadra ON
         Delay_ms(1)
         portb.4=0 ' Onda quadra OFF
         Delay_ms(1)
      next k

      Delay_ms(5000) ' Aspetta 5 secondi

      '----Spegne tutti i LED------
      portb.0=0 ' Spegne Led 1
      portb.1=0 ' Spegne Led 2
      portb.2=0 ' Spegne Led 3
   wend
end.
```

sono i *conta-pezzi* digitali, utilizzati per conteggiare i prodotti trasferiti su un rullo trasportatore, oppure gli intramontabili *conta-persone*, che si occupano di incrementare il contatore ogni volta che un individuo passa attraverso il raggio della sua azione. In figura 13 possiamo vedere la simulazione (in realtà virtuale 3D) di un ipotetico apparato conta pezzi adibito proprio alla contabilità numerica di vari oggetti.

Come avviene il conteggio

Come si vede dalla simulazione, il sistema è composto da una unità emittente di radiazione luminosa (visibile, infrarossa, laser o simili) e da una unità foto-ricevente (fotoresistenza, fotodiodo, fototransistor o altro).

Figura 14 Schema di principio di un contapezzi

Nell'istante in cui un oggetto interrompe il fascio di luce il microcontrollore, accorgendosi immediatamente del cambio di stato, innesca il meccanismo di conteggio, che a sua volta è inoltrato ad una unità di visualizzazione, come ad esempio una serie di display a 7 segmenti o un display LCD. Anche in questo caso occorre fare i conti con il rumore industriale, poiché è spesso presente in questi tipi di applicazione.

Schema Elettrico

Come si evince dallo schema elettrico di cui alla figura 14, si tratta di una tipica applicazione di ingresso digitale collegato in porta RB0. Una foto-resistenza è utilizzata come sensore di passaggio. I valori tipici di questo componente (con variazione quasi lineare) vanno da circa 800 Kohm in assenza di luce a soli circa 200 ohm in piena illuminazione. Quando il sensore è investito dalla luce, e quindi non vi è alcun oggetto che interferisca con il raggio luminoso, la base del transistor BC517 (un darlington dal beta superiore a 30.000 !!!) è posta a massa dalla stessa foto-resistenza. Tale componente si trova pertanto in stato di interdizione ed assicura quindi un potenziale di collettore di 5 Volt (Livello Logico 1). Quando invece il raggio luminoso è interrotto dal passaggio di un oggetto, il valore della foto-resistenza sale a circa 800 Kohm, la base è polarizzata direttamente dalla resistenza di 47 Kohm, ed il transistor commuta in stato di saturazione, abbassando così il potenziale di collettore (verso massa) a 500 mV circa, generando quindi il livello logico 0. Assemblando il modulo del sensore, occorre inserire la foto-resistenza all'interno di un tubetto di plastica nero, per non correre il rischio di

[Listato 4]

```
program Contapezzi

dim evento as word
dim txt as char[6]

main:
  portb=0 'Azzera portb
  trisb=%00000001 'Definizione PORTB
  Lcd_Init(PORTB) 'Inizializza DISPLAY
  lcd_cmd(LCD_CLEAR) 'Invia comando di cancellazione
  lcd_cmd(LCD_CURSOR_OFF) 'Spegne il cursore
  evento=0 'Azzera numero eventi
  while true
     delay_ms(10) 'Pausa antirimbalzo
     if portb.0=0 then
        evento=evento+1 'Incrementa eventi
        while portb.0=0 'Routine Antirepeat
        wend
     end if
     '---Trasforma il numero in STRINGA---
     wordtostr(evento,txt) 'Trasformazione
     '----Visualizza su LCD---
     lcd_out(1,1,"PIC CONTAPEZZI")
     lcd_out(2,1,"Transito:")
     lcd_out(2,11,txt)
  wend
end.
```

illuminarla con altre fonti di luce esterna.
Il resto del microcontrollore è collegato, come abbiamo già visto, al modulo intelligente del display LCD, per visualizzare i relativi conteggi. Lo schema costituisce naturalmente il prototipo base dell'applicazione, ma in realtà anche i circuiti antirimbalzo e gli opportuni Trigger di Shmitt, per filtrare il segnale, sono necessari.

Il software

Riportiamo il software dedicandogli anche gli opportuni commenti *[Listato 4]*.

La variabile utilizzata per contare il passaggio di oggetti o di persone è chiamata *evento*, inizialmente posta a zero. La pausa di 10 ms. assicura un buon antirimbalzo, visto che il rumore dei contatti si verifica ad una frequenza nettamente superiore. L'istruzione *IF* si cura invece della rilevazione dell'occultamento del raggio luminoso e, di conseguenza, del passaggio di un oggetto. All'interno di tale clausola, l'evento non può ripetersi ciclicamente grazie al blocco interno *while wend*, che rende sicura l'univocità dello stato logico zero. Finalmente, all'uscita della condizione, troviamo le istruzioni di visualizzazione. Una nota di attenzione merita la funzione che trasforma il numero in stringa.
Attraverso questa operazione, qualsiasi valore numerico (di qualsiasi numero di cifre) è trasformato in una stringa di caratteri, già pronta per essere direttamente visualizzata attraverso l'istruzione *lcd_out*. Più semplice di così?

Figura 15 *Il display del conta-pezzi al "lavoro"*

Come funziona

Ogni volta che un oggetto passa davanti al raggio di luce, interrompendolo, causa un cambio netto dello stato logico della PORTB.0. Il software interpreta tale mutazione e si comporta di conseguenza, incrementando il conteggio e quindi visualizzandolo su display LCD. Badate bene però che in caso di interruzione dell'alimentazione elettrica, la numerazione ripartirà inevitabilmente da zero. Nelle prossime puntate vedremo come risolvere anche questo problema.

CONCLUSIONI

Bene, abbiamo imparato a conoscere anche gli ingressi del PIC. Come avete potuto vedere, basta applicare con criterio e giudizio gli elementi basilari della programmazione e potrete risolvere da soli anche gli algoritmi più complessi.
Gli esempi fin qui esaminati costituiscono in ogni caso dei prototipi base, da cui prendere spunti per applicazioni e sviluppi futuri.
Non c'è niente di meglio, in ogni caso, che provare da sé i circuiti, cercando di proseguire pian piano nell'approfondimento della materia: la fretta, anche in questo caso, costituisce una cattiva consigliera. Maturate dunque la tecnica di programmazione e "rendetela vostra", coinvolgendo anche il vostro stile di ragionamento.

Lo spazio a nostra disposizione è terminato.
Appuntamento dunque alle prossime puntate con tante nuove applicazioni e circuiti interessanti.

Figura 16 *Esempi di unità di Input*

d u e m i l a c i n q u e

Per sapere a quali appuntamenti sarà presente fare elettronica visita la pagina: www.farelettronica.com/fiere

02-03 Luglio 2005

16ª MOSTRA MERCATO DEL RADIOAMATORE E DELL'ELETTRONICA

Cecina a Mare (LI)

La mostra giunta alla sua 16ª edizione, raccoglie circa 30 espositori nel campo della radiantistica ed elettronica, conta al suo attivo circa 3000 visitatori.

LUOGO: Area Espositiva La Cecinella Cecina a Mare (LI)
ORARI: Dalle 9:00 alle 19:30
ORGANIZZATORE: Promozione e sviluppo Val Di Cecina (prosvi@etrurianet.it - Tel 0586.785026)
INGRESSO: n.p.

17-18 Luglio 2005

16ª MOSTRA MERCATO DELLA RADIO, ELETTRONICA E COMPUTER

Locri (RC)

La manifestazione, unica in Calabria, bene organizzata e anche molto pubblicizzata, attira sempre più notevoli flussi di visitatori provenienti da varie regioni, aggiunti ai turisti che nel periodo si trovano in costa Jonica. Alla manifestazione partecipano circa 50 espositori ed è visitata ogni anno da circa 5000 visitatori.

LUOGO: Istituto di Primo Grado "Sorace Maresta" Locri (RC)
ORARI: dalle 9:00 alle 13:00 e dalle 15:30 alle 20:00
ORGANIZZATORE: Galluzzo Cosimo Tel 338.2704739
INGRESSO: € 6,00 (ridotto € 3,00)

26-27 Agosto 2005

COMPUTERFEST & RADIOAMATORE

Cerea (VR)

Nell'arco dei due giorni di durata della fiera, sarà possibile osservare, confrontare, ed acquistare singoli componenti, periferiche, software e personal computer; apparati radio e componentistica radioamatoriale; home entertainment (tv-sat, dvd, antenne); telefonia fissa e mobile; editoria specializzata; fai-da-te elettronico, attrezzature e strumentazioni varie.

LUOGO: Area ExP - Cerea (Verona)
ORARI: dalle 9:00 alle 19:00
ORGANIZZATORE: Compendio Fiere S.r.l. (www.compendiofiere.it - Tel. 337.676719)
INGRESSO: n.p.

03-04 Settembre 2005

25ª MOSTRA MERCATO RADIANTISTICO

Montichiari (BS)

La mostra giunta alla sua 25ª edizione, raccoglie diversi espositori nel campo dell'elettronica, video, strumentazione, componentistica, Hi-Fi, computer, radio d'epoca e filatelia.

LUOGO: Centro Fiera Del Garda - Montichiari (BS)
ORARI: dalle 9:00 alle 18:30
ORGANIZZATORE: Centro Fiere Spa (www.centrofiera.it - Tel 030.961148)
INGRESSO: € 6,00 (ridotto € 3,00)

ALCUNE DELLE DATE INDICATE POTREBBERO SUBIRE VARIAZIONI

Interfaccia radio-PC

Le moderne tecnologie low-cost hanno reso possibile l'implementazione di sistemi di telecomunicazione operanti in modalità digitale perfino in ambito individuale. Vedremo in questo tutorial come sia possibile attuare una sperimentazione home-brewed avvalendoci di mezzi relativamente economici.

Per mettere a punto una stazione ricetrasmittente minimale abbiamo bisogno essenzialmente di 4 entità:

- **Un personal computer** (anche datato) equipaggiato con una porta seriale (RS232C) ed una scheda audio sound blaster compatibile.
- **Un ricetrasmettitore radio** operante nella gamma in cui sono permesse le sperimentazioni digitali e con le modalità di emissioni adatte (nel nostro caso un apparato rx-tx VHF FM), chiaramente munito di un'idonea antenna.
- **L'interfaccia che realizzeremo**, la quale ci permetterà di connettere fisicamente la radio al PC.
- **Un software** che si occupi di decodificare i segnali provenienti dalla radio e di fornire le relative risposte necessarie ad attuare la trasmissione delle informazioni codificate.

L'unico componente della lista che può risultare costoso è l'apparato radio, anche se un portatile va benissimo per iniziare. In alternativa si potrebbe optare per l'autocostruzione di un apparato QRP (a bassa potenza) realizzabile con una manciata di euro ma tale aspetto esula dai fini di questo tutorial.

Per non distaccarci dalla pratica, focalizzeremo l'attenzione su un determinato tipo di sperimentazione, il mondo dell'**APRS**, acronimo di *Automatic Position Reporting System*, arrivando a realizzare ed a configurare una stazione automatizzata di siffatto genere.

Sottolineo fin d'ora che l'interfaccia presentata é di tipo general purpose nel senso che può essere utilizzata per operare con altri tipi di servizi come, ad esempio, il **packet radio** e l'**SSTV** (Slow Scan TeleVision) o al limite modificata per essere collegata ad un TNC (Terminal Node Controller).

L'INTERFACCIA RADIO-PC

Principio di funzionamento

Le applicazioni radioamatoriali che consideriamo sono implementate sulla base del protocollo di comunicazione AX.25 ed utilizzano toni audio per codificare e trasmettere on air le sequenze di bit che compongono i pacchetti di dati in transito nel mezzo; in particolare, in APRS, si utilizza il modo di emissione FM (modulazione di frequenza) e si trasmettono dei treni di impulsi audio binari corrispondenti a due onde sinusoidali che si alternano con una frequenza di 1200 bps (bit per secondo).

I singoli toni audio sono caratterizzati dalle frequenze di 1200Hz e 2200Hz e, come stabilito dallo standard BELL 202 a 1200bps, sono detti rispettivamente Mark e Space.

Tale modulazione è detta **AFSK** (Audio Frequency Shift Keying) ed il relativo inviluppo di un segnale modulante è rappresentato in figura 1.

Esaminandone l'evoluzione temporale, salta all'occhio che ogni bit della sequenza trasmes-

per emissioni digitali

di Maurizio Malaspina
mauxxx@libero.it

sa, nel nostro caso 001, ha una durata **T** detta **tempo di cifra** corrispondente ad 1/f (T ~ 833 ms) dove f=1200Hz è appunto la frequenza di cifra impiegata. La chiave di decodifica consiste nel comprendere che, mentre i bit sono trasmessi in aria come una serie di toni, il singolo bit d'informazione non é rappresentato dalla frequenza del tono, ma dal fatto che vi sia o meno una variazione (SHIFT) del tono stesso. In pratica, qualsiasi cambiamento di tono da MARK a SPACE o viceversa eventualmente occorrente tra due tempi di cifra T rappresenta uno 0 logico, viceversa se non ci sono cambiamenti si ha un 1 logico (vedi sequenza 001 illustrata in figura 1; si noti l'ininfluenza dello stato iniziale sulla sequenza ricevuta).

Alla nostra interfaccia è richiesto di simulare il comportamento di un operatore umano, il quale dovrebbe porsi in ricezione (**rx**) in modo tale da far transitare i dati dalla radio fino al terminale (PC) il quale si occupa della loro decodifica e di agire schiacciando il pulsante **PTT** (Push To Talk) della radio, al fine di commutare l'apparato in trasmissione (**tx**), per poi rilasciarlo al momento opportuno, tornando quindi in rx dopo aver trasmesso tutti i dati provenienti dal PC.

Per meglio comprenderne il funzionamento riferiamoci allo schema a blocchi di figura 2.

Il tratteggio in rosso comprende l'interfaccia; si nota subito la presenza di un blocco denominato **switch** il quale altro non è che un interruttore allo stato solido comandato in tensione da un filo della porta seriale del PC.

Indipendentemente dalla tecnologia che implementa questo meccanismo che può essere di vario tipo, a partire da un transistor bjt operante nelle regioni di saturazione e di interdizione, o per meglio isolare il PC dalla radio, da un fototransistor impiegato nel medesimo modo, è opportuno comprendere che il segnale di comando proviene dalla seriale del PC e la tempistica con cui la radio commuterà dalla ricezione alla trasmissione viene scandita dal software che esamineremo nella apposita sezione.

Le frecce in nero indicano quindi il verso in cui viaggiano i segnali e rappresentano delle connessioni fisiche (cablaggi). Si ha così che mentre la seriale impone all'apparato di rimanere in rx tramite l'apertura dello switch, tutto ciò che verrà ricevuto dalla radio e demodulato in FM, giungerà alla linea "audio in" della scheda audio del PC ed il software effettuerà le opportune operazioni di decodifica, così quando sarà il momento di trasmettere, in accordo con il protocollo di comunicazione

Figura 1 Ricezione della sequenza binaria "001" codificata in AFSK (Bell 202 1200 bps)

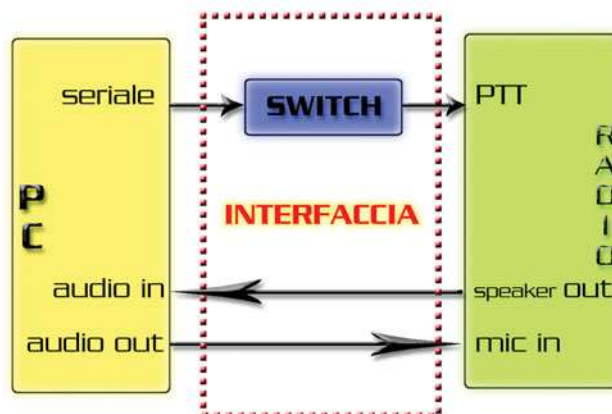



Figura 2 Schema a blocchi relativo all'interazione radio-interfaccia-PC

AX.25 impiegato, la seriale del PC comanderà la chiusura dello switch, l'apparato passerà in fase di tx e la scheda audio fornirà in uscita, tramite la linea "audio out", un treno di impulsi simile a quello di figura 1, il quale giungendo all'ingresso microfonico del nostro trasmettitore, sarà modulato in FM e trasmesso on air dall'antenna ad esso collegata.

Rimane da specificare quale pin della seriale scegliere per pilotare lo switch. Più che di una scelta, si tratta di soddisfare le specifiche dell'interfaccia software (driver) utilizzata che nel nostro caso è l'AGWPE (*AGW Packet Engine*), la quale richiede l'impiego della linea RTS e della massa GND.
Lo schema elettrico definitivo della nostra interfaccia radio-PC è visibile in figura 3.

Per motivi di completezza e di comodità, occorre specificare che AGWPE funziona in ambiente Windows ed è capace di pilotare l'apparato sia tramite porta seriale che parallela; a tal fine, in figura 4 sono riportati i pin-out dei connettori seriali sia DB9 che DB25 e del connettore DB25 della parallela con i rispettivi piedini da impiegare nelle connessioni.
In questo tutorial configureremo il software per l'utilizzo tramite porta seriale, modalità più comunemente impiegata.

Essendo i segnali audio di I/O della radio di tipo mono, dovremo stare attenti a quale canale collegare nei jack stereo che inseriremo nella scheda audio del PC, al fine di far dialogare correttamente il driver AGWPE con il ricetrasmettitore; anche questo dettaglio è mostrato in figura 3.
Si vede chiaramente che **occorre utilizzare il solo canale sinistro (left) sia per la rx che per la tx**, lasciando scollegato il pin centrale dei due jack, AGWPE è in grado di utilizzare il canale destro (right) della scheda audio per connettere eventualmente 2 apparati radio rx-tx pilotati da una sola porta fisica del pc (ad esempio la seriale); per i dettagli rimando alla lettura del manuale gratuito scritto e distribuito nel web da Ralph Milnes KC2RLM [2].
Non è possibile rappresentare un connettore standard per quanto riguarda il lato radio, infatti i pin delle porte "speaker out" e "mic in" vanno collegati ai rispettivi contatti elettrici dell'apparato che si possiede ed occorre pertanto fare riferimento al manuale di istruzioni fornito dalla casa produttrice.
Qualora l'apparato non fosse dotato di uscita audio, si potrebbe prelevare il segnale in parallelo alla cassa acustica con un apposito stadio attenuatore ad alta impedenza d'ingresso, ma non ci preoccuperemo in questa sede di implementare tale soluzione. Il connettore (o i connettori) da collegare all'apparato rx-tx va quindi scelto in base alle vostre esigenze.

Esamineremo ora, sebbene sia banale, il fun-

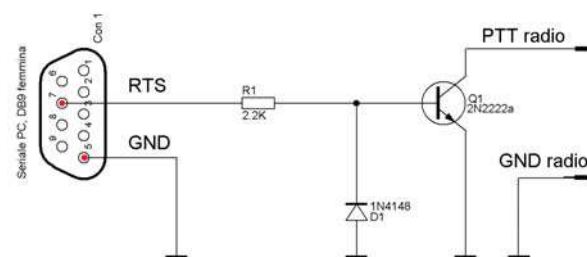



Figura 3 *Schema elettrico dell'interfaccia radio-PC modello base*

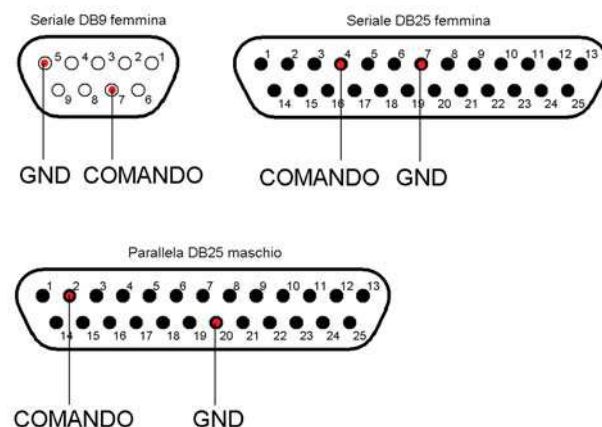
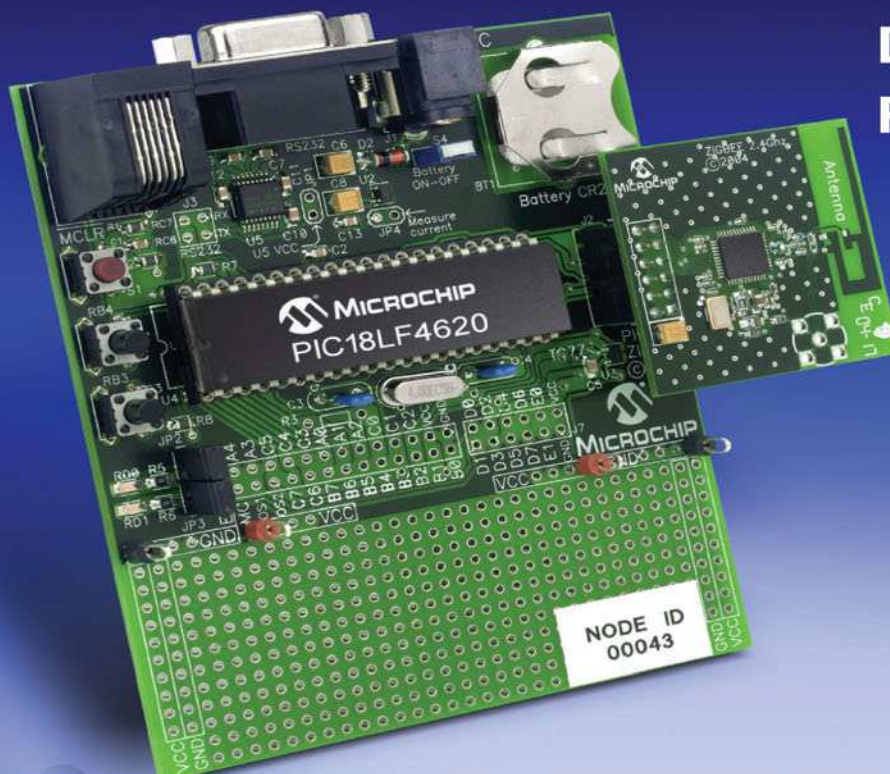



Figura 4 *Pin-out utili per l'utilizzo di porte alternative*

zionamento dal punto di vista elettronico dello switch. Occorre ricordare che lo standard seriale RS232C definito dall'EIA nel 1969 prevede che un generico segnale possa trovarsi in due condizioni logiche denominate **mark** e **space** le cui tensioni corrispondenti sono comprese rispettivamente tra -3V÷-15V e tra +3V÷+15V.
Normalmente i livelli di tensione misurabili sono di circa ± 12V ma nei computer portatili possono riscontrarsi anche segnali più prossimi al livello di riferimento GND; precisiamo che questa anomalia non perturba affatto il funzionamento dell'interfaccia in questione.

- Quando **il segnale RTS assume un valore di tensione alto**, Q1 si porta in conduzione polarizzato in regione di saturazione (o almeno di forte conduzione) tramite la resistenza R1 con una I_b di circa $(V_{space} - V_{be})/R1 = \sim (12 - 0.7)/2.200 = \sim 5mA$ comportandosi idealmente come un interruttore chiuso, mentre il diodo D1, polarizzato in inversa, si comporta come un interruttore aperto (a parte le trascurabili perdite).
  In questa situazione il PTT viene connesso a massa permettendo il passaggio di corrente nel suo circuito, così **la radio commuta in tx.**
- Quando **il segnale RTS assume un valore di tensione basso**, Q1 si interdice poiché risulta polarizzato in inversione, mentre il diodo polarizzato dalla resistenza R1 è conduttivo ed ai suoi capi è presente una V_{ak} di circa 0.7V con una corrente di circa 5mA che vi fluisce.
  Il diodo opera ora da protezione, impedendo il danneggiamento del transistor che potrebbe verificarsi polarizzando inversamente la sua giunzione base-emettitore con una tensione di -12V.
  In questo contesto il PTT è flottante,cioè si trova in uno stato di alta impedenza come se fosse fisicamente sconnesso dal circuito, e sulla linea ad esso collegata non può fluire alcuna corrente, così **la radio si porta in rx.**

Nel caso si utilizzi la porta parallela, si può eliminare dallo schema il diodo di protezione D1, anche se la sua presenza non pregiudicherebbe il corretto funzionamento del sistema.

L'utilizzo del transistor 2N2222a è dettato dai suoi rapidi tempi di commutazione dell'ordine di qualche decina di ns come visibile nel datasheet (trascurabili rispetto al nostro tempo di cifra T di ~ 833 ms) e può essere sostituito con un qualsiasi transistor npn classificato come switching ed avente caratteristiche simili; il suo package metallico TO-18 ed il relativo pin-out sono visibili in figura 5 insieme a quello del diodo 1N4148 impiegato anche esso per i sui brevi tempi di commutazione e le proprie dimensioni ridotte.

Da notare che risulta conveniente montare il circuito in maniera "volante" all'interno dell'involucro plastico del connettore scelto per il collegamento al PC (nel nostro caso seriale) sincerandosi che il suo interno non sia schermato e quindi conduttivo, pena il malfunzionamento della nostra interfaccia; consiglio di utilizzare delle guaine termorestringenti di adeguato diametro per isolare i terminali dei componenti da alloggiarvi (figura 8).

Infine occorre precisare che alcune radio potrebbero essere munite di un PTT con innesco complementare a quello esaminato, cioè

2N2222a

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

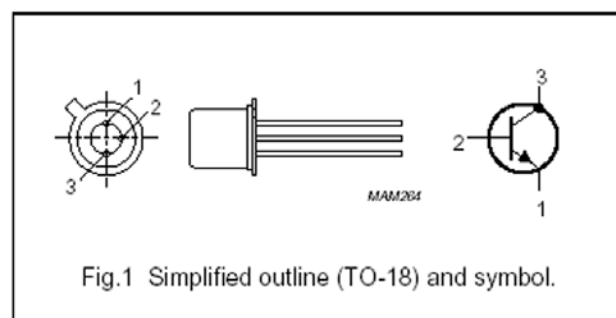



Figura 5 *Pin-out del transistor 2N2222a e del diodo 1N4148 (tratti dai datasheets)*

che attivi la radio in rx se posto a massa e viceversa in tx se flottante; in tal caso si potrebbe sostituire il 2N2222a con il suo duale pnp 2N2907a collegato nella stessa maniera ed invertendo il verso di inserimento di D1.
Può capitare che in alcuni apparati portatili non siano presenti separatamente le linee PTT e MIC IN ma un pin unico che chiameremo PTT + MIC IN nel quale transitano sia i segnali audio da trasmettere che il segnale di comando PTT.
Il problema è risolvibile impiegando lo schema di figura 6.

Il principio di funzionamento si basa sull'inserimento di una rete di componenti passivi costituita da R2 e C1 dimensionata in maniera tale da generare un blocco per la componente continua del segnale pilota del PTT (che altrimenti raggiungerebbe la scheda audio con deducibili conseguenze) e contemporaneamente veicolare la componente alternata del segnale (audio da trasmettere) verso l'apparato e non verso massa quando si opera in tx, manovra ottenuta aumentando la resistenza del cammino conduttivo verso massa mediante l'aggiunta di R2.
C1 infatti presenta una bassa reattanza capacitiva nei confronti della componente ad audiofrequenza da trasmettere e contemporaneamente il suo comportamento elettrostatico funge da blocco per la componente continua. Il dimensionamento dei componenti non è critico e se si è fortunati si può trovare qualche suggerimento nel manuale di istruzioni dell'apparato, comunque, in caso di insuccesso, si può procedere per tentativi nel seguente modo:

Figura 6 *Schema elettrico dell'interfaccia radio-PC modello hand-held*

1. C1 deve effettuare solo un disaccoppiamento della componente continua, va scelto di valore compreso tra 0.1 e 10 μF con una tensione massima sopportabile dalle sue armature di almeno 16V e rispettandone la polarizzazione (si sceglie un elettrolitico per ragioni di ridotto ingombro).
2. R2 deve aumentare la resistenza del cammino conduttivo che connette il pin PTT + MIC IN alla massa tramite il transistor Q1, in maniera tale che il segnale audio (proveniente dalla scheda audio) dopo aver attraversato C1 si ripartisca in misura maggiore verso il percorso ad impedenza minore, cioè auspicabilmente non verso GND ma verso l'ingresso audio della radio.
   Nello schema R2 è dimensionata a 3.9 KΩ 1/4 W ed é importante capire che se la scegliessimo di valore troppo grande non ci sarebbe corrente sufficiente sulla linea per azionare il PTT in tx e quindi nessun segnale sarebbe trasmesso, viceversa nel caso R2 sia troppo piccola, l'apparato andrà sicuramente in tx ma la qualità del segnale audio trasmesso sarà scadente se non impercettibile dato che gran parte di esso si riverserà verso massa.

Bisogna agire sulla base dell'esempio al punto 2 in caso di malfunzionamenti, variando il valore della R2 e facendo delle prove in locale con un ricevitore sintonizzato sulla frequenza di trasmissione impiegata o con qualche collega radioamatore.

Montaggio e note tecniche

In figura 7 è mostrata la foto del prototipo realizzato in versione hand-held connesso ad un palmare Icom IC-E90 e nella parte di destra sono visibili i cavi con i rispettivi connettori da collegare al PC. Naturalmente si consiglia la scelta di cavi che più si adattano ai connettori

impiegati; ad esempio per connettere i Jack di I/O della scheda audio, ho utilizzato un cavo schermato a due fili, avendo l'accortezza di separare la calza metallica in 2 parti da saldare distintamente ai rispettivi pin di GND dei jack stereo.
Una nota degna di essere citata, riguarda l'eliminazione dei pin inutilizzati nel lato saldature del connettore seriale DB9, come visibile in figura 8, al fine di aumentare lo spazio disponibile per alloggiare i componenti del circuito di comando del PTT all'interno dell'involucro plastico. Si noti inoltre l'isolamento dei terminali dei vari componenti ottenuto inserendo guaine di materiale isolante termorestringente prima di effettuare la saldatura a stagno.

Il problema della separazione delle masse

Sottolineo che un'interfaccia realizzata in maniera sicura dal punto di vista elettronico, può essere ottenuta solo separando fisicamente le masse dei dispositivi, infatti i segnali di GND dei singoli apparati potrebbero trovarsi a potenziali fisicamente diversi, conseguentemente la loro connessione diretta tramite un conduttore darebbe luogo ad un flusso di corrente attraverso quest'ultimo con serie ed ovvie conseguenze, che nel nostro caso potrebbe ripercuotersi sia sul PC che sull'apparato radio. Una soluzione ragionevole consiste nel sostituire il transistor Q1 con un fototransistor (impiegando ad esempio l'integrato 4N25) che, trattandosi di un dispositivo ottico, effettua un disaccoppiamento di natura elettronica tra la porta seriale del PC e la linea del PTT ed inserendo due trasformatori d'isolamento con rapporto di trasformazione 1:1 ed impedenza 600Ω in serie alle linee di I/O della scheda audio. Per i dettagli costruttivi rimando a [3] declinando quindi ogni responsabilità per un qualsiasi utilizzo errato dell'interfaccia presentata in questo articolo, anche se personalmente la utilizzo da tempo senza mai aver riscontrato alcun problema.

IL DRIVER AGWPE

Cos'è ed a cosa serve?

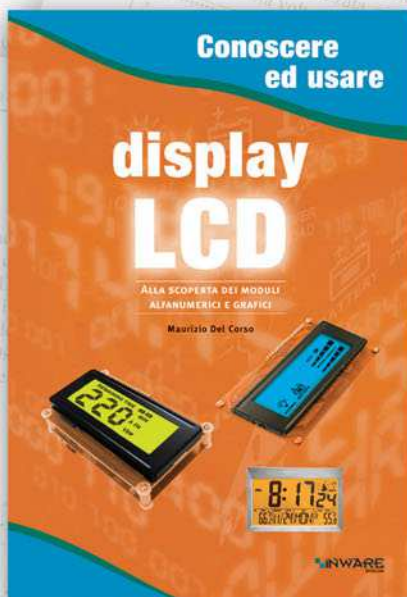
Si tratta di una applicazione scritta da George Rossopoulos (SV2AGW) scaricabile ed utilizzabile gratuitamente in versione base (sufficiente per i nostri scopi) dal suo sito [2]; accedendo alla sezione download della pagina si può prelevare la release 2003.308 funzionante sulle piattaforme Win95/98/NT/2000/Me/XP concessa in licenza Hamware, cioè gratuita per i soli radioamatori (archivio compresso AGWPE.zip).
AGWPE (AGW Packet Engine) é un driver, cioè un'interfaccia software capace di mettere in

Linea della antenna
Linee PTT+MIC_IN e Speaker_ out [Rete R-C avvolta nel nastro isolante]
Jack I/O scheda audio del PC
Seriale PC [pilotaggio PTT]

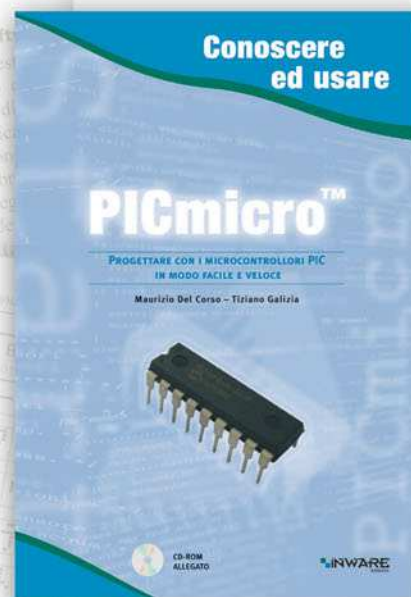
Figura 7 Foto del prototipo di tipo hand-held realizzato con seriale DB9

Figura 8 Particolare delle saldature e dell'isolamento dei terminali nel connettore seriale

Conoscere ed usare

"Conoscere ed usare" è la nuova collana di libri edita da Inware Edizioni, dedicati a chi intende utilizzare dispositivi e componenti elettronici di nuova concezione, per conoscerli ed usarli nel modo più semplice e veloce possibile mediante numerosi esempi pratici.

Display LCD

Una guida all'utilizzo dei moduli alfanumerici basati sul controller HD44780, moduli grafici con controller KS0108 e non solo. Il testo tratta anche i display LED a sette segmenti e i display LCD passivi. Numerosi gli esempi pratici di impiego dei vari dispositivi: dal contatore a 7 segmenti al termometro LCD fino al pilotaggio dei moduli alfanumerici mediante PICmicro e PC.

COD. FE-06
€ 16,50

PICmicro™

Per conoscere a fondo i PICmicro seguendo un percorso estremamente pratico e stimolante. Vengono analizzate la struttura interna, le porte di I/O, le tecniche di uso del Watchdog Timer, la gestione della EEPROM interna e molti altri argomenti attraverso montaggi pratici e semplici da realizzare. Il testo descrive l'uso di MPLAB®, l'ambiente di sviluppo Microchip per la gestione dei progetti basati su PICmicro e descrive, in maniera approfondita, tutte le istruzioni assembler e molte delle direttive del compilatore. Al testo è allegato un utilissimo CDROM che, oltre ai sorgenti e gli schemi dei progetti presentati nel testo, contiene moltissimi programmi di utilità e molta documentazione.

COD. FE-18
€ 29,00 contiene CD-ROM

Acquista direttamente sul sito
www.farelettronica.com
o telefona al numero
02.66504794

comunicazione l'hardware della stazione radio (nel nostro caso la nostra interfaccia fisica e l'apparato rx-tx) con un applicazione di livello superiore che implementa il servizio di comunicazione vero e proprio. In questo tutorial vedremo come AGWPE permetterà l'accesso all'hardware ad un programma per APRS chiamato UI-View; si rimanda per i dettagli alla prossima sezione.
AGWPE effettua la decodifica dei pacchetti dati ricevuti e genera quelli da trasmettere in accordo con il protocollo di comunicazione standard AX.25 [7] gestendo gli opportuni segnali di comando del PTT come spiegato all'inizio dell'articolo in riferimento allo schema a blocchi di figura 2. Il driver mostra un'interfaccia verso le applicazioni di alto livello di tipo DDE (standard utilizzato dai processi Windows per l'IPC cioè la comunicazione tra processi) o tramite una mappatura di tipo TCP/IP (indirizzo_IP_del_PC: numero_porta), implementata tramite una API (Application Program Interface) denominata interfaccia Winsock. La versatilità di questo driver è tale che, se opportunamente configurato, può operare in una rete di computer e/o gestire più processi applicativi e più apparati contemporaneamente, mettendoli in comunicazione tra loro nella maniera desiderata dall'utente.
AGWPE implementa l'IPC avvalendosi del concetto di porta di comunicazione virtuale (denominata **port**) alla quale le applicazioni devono fare riferimento per inviare e ricevere dati indipendente dal meccanismo scelto (DDE o Winsock). E' l'utente a creare le port e durante questo processo di creazione esse vengono numerate in automatico con un intero crescente a partire dalla port1; ogni port è associata ad un'interfaccia fisica specifica e quindi ad una radio ad essa connessa.
Nel nostro caso creeremo una unica port (port1) e comunicheremo al driver che essa utilizza una scheda audio come modem (modulatore e demodulatore AFSK) e la linea seriale per la gestione del PTT, specificando i vari parametri di comunicazione sia dell'hardware seriale che del protocollo AX.25.
In quest'ultimo caso dovremo configurare la port per utilizzare una frequenza di cifra di 1200bps (standard per l'APRS in VHF) sul

Elenco componenti interfaccia base	
Sigla	**Valore**
R1	2,2 KΩ 1/4 W
D1	1N4148
Q1	2N2222a
Con1	Connettore seriale femmina volante DB9 o DB25 con involucro plastico
Jack1, Jack2	Jack stereo da 3,5 mm

Elenco componenti interfaccia hand-held con pin comune PTT + MIC IN	
Sigla	**Valore**
R1	2,2 KΩ 1/4 W
R2	3,9 KΩ 1/4 W (vedere discorso sul dimensionamento)
C1	10 μF 16 V elettrolitico (vedere discorso sul dimensionamento)
D1	1N4148
Q1	2N2222a
Con1	Connettore seriale femmina volante DB9 o DB25 con involucro plastico
Jack1, Jack2	Jack stereo da 3,5 mm

canale sinistro della scheda audio e pochi altri parametri fondamentali che vedremo a breve. Per settaggi particolari e/o collegamenti più complicati, consiglio di consultare l'URL [3].

Configuriamo il driver

Dopo aver scaricato dal sito di SV2AGW il file AGWPE.zip relativo alla versione 2003.308 occorre decomprimerlo in una cartella, ad esempio "c:\programmi\agwpe\" e mandare in esecuzione il file "AGW Packet Engine.exe"; comparirà una form all'interno della quale verrà richiesto se accettare o meno il contratto di licenza software, nel caso in cui possediate i requisiti necessari, cliccate su "I Agree" per procedere.
Nella tray area (zona in cui si trovano le icone situata in basso a destra, nella barra delle applicazioni di Windows), apparirà l'icona caratteristica dell'applicazione (un TNC con 3 luci rossa, gialla e verde) e per accedere al suo menù occorre posizionarvisi sopra con il puntatore del mouse e cliccare con il pulsante destro. Conseguentemente comparirà un menù pop-up, in esso cliccate sulla voce "Proprietà", si presenterà la finestra di figura 9, cliccate al suo interno sul pulsante "Nuova PORT" e date poi l'OK alla prossima finestra.

Ora occorre impostare tutte le opzioni come nelle figure 10, 11 e 12.
Le uniche variazioni potrebbero essere nel numero di porta seriale usata (se diversa da COM1) e la velocità di comunicazione da essa impiegata (se diversa da 9600bps) in figura 10, disattivare eventualmente il full-duplex in figura 11 e spuntare in alternativa a "il programma aggiusta i parametri", "Sto controllando i parametri" in figura 12, ma in questo caso occorre conoscere le specifiche delle comunicazioni AX.25. L'opzione "il programma aggiusta i parametri", se abilitata, permette al driver di configurare dinamicamente il valore dei parametri di rx-tx, attuando una strategia adattativa basata sul monitoraggio del traffico presente nel canale usato per attuare la comunicazione. L'unico parametro che in questo caso va preso in considerazione è il TXDELAY che in figura 12 abbiamo impostato a 35ms. Esso costituisce un ritardo additivo che il driver farà intercorrere tra l'attivazione del PTT (inizio della tx) e la generazione del segnale audio da trasmettere (uscente dalla linea "audio out" della scheda audio), concedendo tempo all'apparato radio per portarsi al corretto regime di funzionamento. Apparati veloci supportano valori di TXDELAY più bassi, ma nel caso di palmari come quello di figura 7, un valore che dovrebbe soddisfare tale tempistica è quello proposto di 35ms; conviene minimizzarlo empiricamente procedendo per decrementi fini e successivi partendo da un valore abbastanza alto, altrimenti se impostato troppo basso si rischia di troncare l'header (parte iniziale) dei pacchetti dati che trasmettiamo, oppure, nel caso contrario, di incorrere in collisioni con altre stazioni trasmittenti per aver dato l'impressione che il canale fosse libero effettuando un'eccessiva pausa tra l'attivazione del PTT e l'inizio della modulazione.
Non rimane che cliccare di nuovo col pulsante destro del mouse sopra l'icona di AGWPE nella tray area e scegliere EXIT. Ora, riavviando di nuovo il programma, renderemo effettive le impostazioni e se tutto sarà andato a buon fine, comparirà un'ulteriore icona rappresentante lo stato della port1 appena creata, la quale lampeggerà in verde quando il driver decodificherà pacchetti dati ricevuti sul canale associato a tale port.
L'esperienza di molti consiglia alcune accortezze, come di non utilizzare l'ingresso mic_in in luogo di line_in e di tenere lo squelch della radio sempre aperto.
AGWPE consente di regolare finemente il volume di rx dell'apparato sfruttando una utility grafica incorporata, ma si può ottenere lo

Figura 9 *Form per la creazione di una nuova AGWPE port*

stesso risultato per via empirica dopo aver installato l'applicativo per l'APRS, verificando la presenza, nella finestra monitor, di un flusso di pacchetti decodificati associati alla presenza di segnali in ricezione sul display dell'apparato radio; è importante notare che un volume troppo alto può impedire alla nostra stazione di trasmettere traendo in inganno il DSP della scheda audio il quale, intento a decodificare il rumore di fondo (QRM) male interpretato come flusso continuo di pacchetti dati, porrà il driver di fronte ad un canale perennemente occupato.
Per quanto riguarda il volume di uscita della scheda audio, conviene mantenersi a livelli bassi e fare delle prove con il solito ricevitore o con un amico OM, il quale ci fornirà informazioni per la sua regolazione al fine di eliminare le distorsioni causate dall'impostazione di un livello iniziale troppo alto (saturazione) o di innalzarlo a livelli udibili nel caso in cui fosse troppo basso. Essendo la scheda audio sprovvista di un circuito di rilevazione della portante (DCD), esso sarà simulato dal driver in modalità software (opzione SoftDCD). Stesso discorso vale per alcuni modelli di TNC denominati Baycomm.

Consiglio, per aver sperimentato personalmente, che nel caso in cui si decidesse di apportare delle modifiche alla configurazione di una port preesistente, di ricrearla ex-novo con la procedura descritta, eliminando i file di configurazione relativi alla sua gestione, direttamente dalla directory di installazione del driver.
Ad esempio se abbiamo creato la porta port1 e vogliamo cambiarne le impostazioni, dobbiamo cancellare i files "AGWPE.INI" e "port0.INI"; infatti i files di configurazione delle port sono numerati a partire dallo 0 e

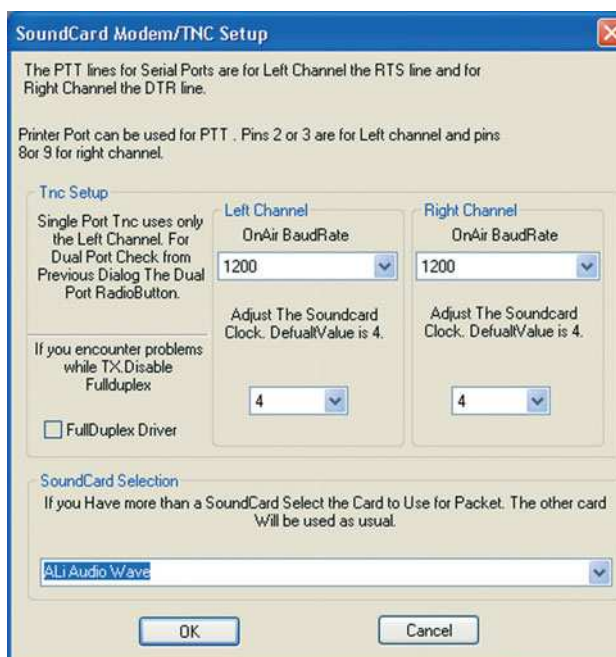



Figura 11 *Form relativo al pulsante "Opzioni" della sezione "TNC titolo secondario" di figura 10*

Proprieta' della Port1
TNC Setup | Comandi TNC
Seleziona la "SerialPort": COM1:
Be carefull for Modems like Baycom etc need also the Baudrate.
Baudrate della SerialPort: 9600
Tipo di TNC: Seleziona il modello del tuo TNC. SoundCard
TNC: Titolo secondario: Seleziona il "Special KISS Mode". KISS Simple. Opzioni
TNC: Comandi di Controllo: IniKiss1, IniKiss2, IniKiss3, ExitKiss On Exit
PORT singola / PORT doppia / PORT quadrupla
TNC: "RadioPort": Descrizione della Port (Frequenza, BaudRate, etc) — Ports Kiss Id
Port1: 1200baud Sound Blaster su COM1 — 0
Port2 — 0
Port3 — 0
Port4 — 0
OK | Annulla

Figura 10 *Form "TNC setup" relativo alle proprietà della port1*

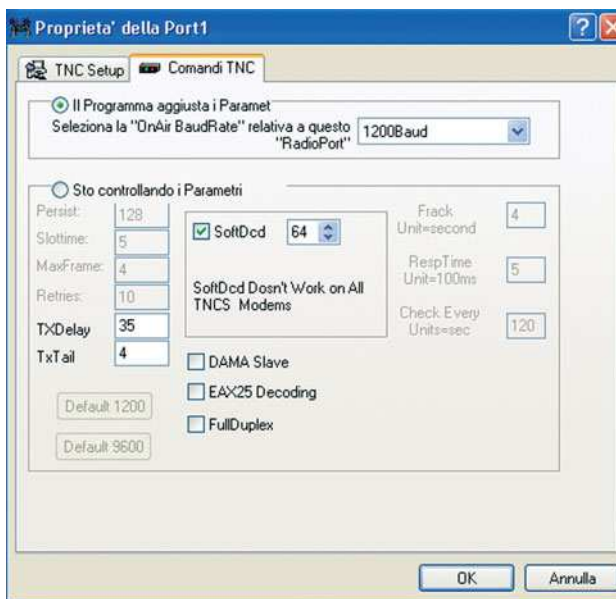



Figura 12 *Form "Comandi TNC" relativo alle proprietà della port1*

Sei già venuto a trovarci online?

Medie mensili*
12.572 visitatori
97.416 pagine viste

www.farelettronica.com

Tutti gli indici delle riviste dal 1987 ad oggi consultabili online:
- ricerca per autore
- per annata
- per argomento

...scopri le altre numerose funzionalità ADESSO!

Possibilità di **abbonarsi online** e **richiedere arretrati**

Shop con oltre 100 prodotti

Quiz "**Le so tutte!**" con assegnazione del **coupon 10% di sconto**

Forum
Chat

Prima pagina notizie e novità dal mondo dell'elettronica

*medie calcolate dal programma LiveStats

non dall'1, così che a port$_x$ sarà associato il file "port$_{x-1}$.ini".
Altrimenti, sovrascrivendo i parametri di una port già esistente, può capitare che questa non funzioni più correttamente.

L'APPLICAZIONE UI-VIEW PER L'APRS

Cos'è ed a cosa serve?

APRS è l'acronimo di **Automatic Position Reporting System**, sistema che fu introdotto da Bob Bruninga (WB4APR) nel 1992 nella conferenza riguardante le comunicazioni digitali organizzata da TAPR/ARRL. Essenzialmente APRS è un protocollo basato sui pacchetti di tipo UI (Unnumbered Information) dell'AX.25 che consente lo scambio di informazioni in tempo reale tra stazioni di radioamatori fisse o mobili (auto, navi o altro mezzo di trasporto) e predisposto per l'interfacciamento con il sistema di coordinate GPS (Global Positioning System) fondato sui segnali trasmessi da una rete di satelliti artificiali, al fine di consentire la visualizzazione automatica della posizione delle stazioni radio su una mappa geografica visualizzata sul monitor del PC.
L'innovazione principale rispetto ai protocolli precedenti consiste nell'uso esclusivo di trasmissioni di tipo multicast (uno a molti) in modo che tutte le stazioni captanti il messaggio siano aggiornate in tempo reale e nell'utilizzo di nominativi generici per effettuare il digipeating (ripetizione dei pacchetti) così che non sia necessaria a priori la conoscenza topologica della rete.
Grazie all'utilizzo dei frame UI è possibile stabilire delle comunicazioni tra due o più stazioni le quali possono scambiarsi informazioni di varia natura, quali rilevazioni metereologiche provenienti da siti amatoriali, bollettini riguardanti calamità naturali, richieste di SOS ed argomentazioni di varia natura. La sostituzione automatica dei nominativi generici consente di ridurre il flooding attuando delle strategie di routing adattative (scelta del path per il digipeating dinamica).
Ultimamente sono state messe in vendita alcune radio che incorporano un TNC con caricato un firmware per APRS, inoltre sono state autocostruite e rese note le implementazioni di interfacce amatoriali da applicare ad apparati che ne risultino sprovvisti, spesso impieganti economici microcontrollori PIC16F84 (Microchip).
Per maggiori dettagli consiglio la lettura di "APRS Protocol reference" edito da "APRS Working group" [4]. UI.View è una delle tante applicazioni che implementa il protocollo APRS funzionante in Windows. È stata scritta da Roger Barker (G4IDE) ed è prelevabile dalla sua home page [5].
Per i nostri scopi è sufficiente prelevare la versione 2.39 a 16 bit chiamata "UI.View 16" (file uisfx239.exe). Consultando la home page dell'applicazione, non mancano di sicuro i link alle pagine che ci guiderebbero a diventare potenziali esperti di APRS ma in questa sede ci limiteremo a fornire la configurazione di base per attivare una stazione ripetitrice APRS.

Figura 13 Esempio di stazione operativa APRS

Configuriamo la nostra stazione

Dopo aver eseguito l'installazione, basterà impostare le varie opzioni come mostrato nelle figure seguenti per ritrovarsi una stazione APRS piena-

mente funzionante come quella di figura 13. L'utilizzo della guida in linea del programma e la consultazione degli innumerevoli siti ad esso dedicati vi aiuteranno nella installazione di mappe geografiche nuove ed alla scoperta di nuove funzionalità, come l'utilizzo di satelliti operanti in APRS come stazioni ripetitrici.

Figura 14 Impostazioni per la connessione DDE con il driver AGWPE

Occorre accedere alle varie voci del menù a tendina "setup" ed impostare quelle più importanti come mostrato nelle figure 14 e 15.

Naturalmente in figura 15 dovete inserire i vostri dati personali e le coordinate esatte in cui è ubicata la vostra stazione ricetrasmittente facendo precedere da un 0 le coordinate di longitudine. In questi settaggi si è supposto che la stazione sia sprovvista di un apparato ricevitore GPS, altrimenti occorre configurare la comunicazione con tale dispositivo agendo sull'apposito menù in modo tale che l'assegnazione delle coordinate avvenga in automatico. In mancanza di tale tecnologia, per

Figura 15 Impostazioni di riconoscimento e di digipeating della stazione

conoscere le esatte coordinate, potete farvele segnalare da un altro OM che ne è a conoscenza oppure affidarvi ad uno dei svariati software esistenti in grado di generarle a partire dal nome della vostra città con un margine di errore sufficiente per iniziare l'attività e comparire nella mappa in posizione approssimativamente corretta.

Occorre specificare che l'APRS in Italia viene operato nelle VHF in isofrequenza a 144.800 MHz, quindi sarà necessario impostare la sintonia dell'apparato in tale modo.
Per quanto riguarda il sistema radiante, in linea di massima, va più che bene un'antenna a polarizzazione verticale con un diagramma di radiazione omnidirezionale (ad esempio una collineare) dato che la comunicazione si basa sulla filosofia multicast del protocollo stesso.
Se l'antenna ha un buon guadagno, si può operare nella rete APRS con potenze molto basse (QRP) ma ciò dipende dalla raggiungibilità dei digipeater che ci circondano.

CONCLUSIONI

Spero che leggendo questo articolo vi siate incuriositi a tal punto da volerne approfondire i vari aspetti, vi lascio pertanto a disposizione una ricca sitografia che vi guiderà alla scoperta dell'APRS e di altri modi digitali come lo scambio di messaggistica privata effettuabile tramite il protocollo Packet, le comunicazioni satellitari e tutti i problemi annessi alla localizzazione dei satelliti stessi (tracking).
I colleghi radioamatori che hanno seguito questo articolo non dovrebbero aver incontrato difficoltà nel mettere in pratica quanto descritto; in caso di dubbi o problemi rimango comunque a disposizione segnalandovi i vari modi per contattarmi:

- E-mail: mauxxx@libero.it
- Packet radio: IW6DFW@IQ6TC.#AP.IMAR.ITA.EU
- APRS: 144.800 MHz Locator: JN63UD

Note legali

Ritengo opportuno effettuare una breve digressione inerente l'aspetto legale correlato a tali sperimentazioni, specificando che l'uso dell'interfaccia presentata in questo articolo, è permesso esclusivamente ai soggetti autorizzati in possesso di licenza per l'impianto e l'esercizio di una propria stazione ricetrasmittente (minimale che sia), in accordo con il vigente codice delle comunicazioni.
Risultano a titolo di esempio autorizzati, in Italia, tutti i radioamatori (OM) i quali si attengono al piano di ripartizione delle frequenze (band plain) che ne regolamenta l'attività in base alla classe di appartenenza. In caso di incertezza, si raccomanda di fare riferimento al codice delle comunicazioni ed ai suoi allegati [1].

SITOGRAFIA

1. **Sito del ministero delle comunicazioni**: www.comunicazioni.it dal quale consultare o scaricare il codice delle comunicazioni ed i suoi allegati in formato pdf.
2. **Home page di SV2AGW**: www.raag.org/sv2agw/index.html dalla quale prelevare il driver AGWPE
3. **Sito di Ralph Milnes KC2RLM**: www.patmedia.net/ralphmilnes/soundcardpacket/
4. **APRS Protocol reference, di APRS Working group**: www.uiview.org/files/APRS101.pdf
5. **Sito di Roger Barker G4IDE ideatore di UI.View**: www.uiview.org
6. **Sito di Bob Bruninga ideatore di APRS**: web.usna.navy.mil/~bruninga/aprs.html
7. **Specifiche del protocollo AX.25**: www.tapr.org/tapr/html/Fax25.html
8. **Configurare AX.25 in ambiente Linux**: it.tldp.org/HOWTO/AX25-HOWTO/
9. **Sito ufficiale riguardante l'attività OM satellitare**: www.amsat.org
10. **ISS Fan club, il numero uno dei siti riguardanti la ISS (sysop Alain iz6byy)** http://www.issfanclub.com
11. **La home page del mio amico Renzo I6KZR** che mi ha avviato in questo fantastico mondo digitale, dalla quale è possibile scaricare molte applicazioni tra le quali Sally (by G8NPF), il più completo programma per packet radio a 32 bit: www.i6kzr.it

Le so tutte!!!

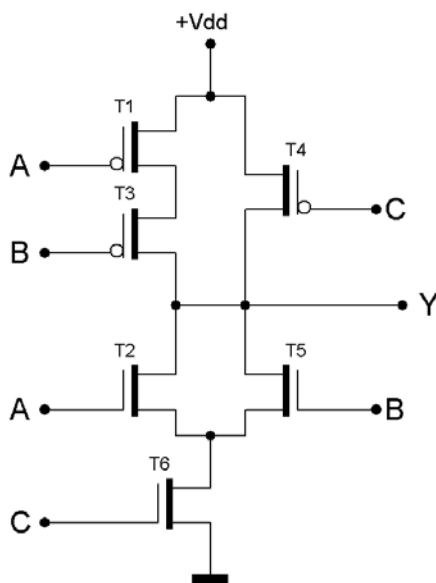
Rispondi correttamente al quiz e potrai vincere un abbonamento omaggio a

Fare elettronica

Partecipare è semplicissimo:

rispondi al quesito seguendo il regolamento e, se la risposta si rivelerà esatta, potrai vincere un abbonamento omaggio (o il rinnovo qualora fossi già abbonato) a Fare Elettronica. Ogni mese sulle pagine della rivista troverai la soluzione del quesito del mese precedente e il nome del vincitore di uno dei quesiti pubblicati. Per tutti i partecipanti che risponderanno utilizzando l'apposito modulo su www.farelettronica.com/lesotutte, è previsto comunque un coupon del 10% di sconto utilizzabile per un acquisto sullo shop di www.farelettronica.com.

QUESITO codice LST24106

Determinare la funzione logica Y del circuito di figura realizzato con transistori P-MOS e N-MOS.

Scadenza: il termine ultimo per rispondere è il 31 Agosto 2005

Regolamento

1) Il quiz è aperto a tutti i lettori.
2) Saranno considerate esclusivamente le risposte pervenute entro la scadenza indicata nel quesito.
3) Inviare la risposta compilando il modulo su www.farelettronica.com/lesotutte oppure via **fax** allo 02/66508225 o tramite **lettera** a Inware Edizioni, via Cadorna 27- 20032 Cormano (MI), citando il codice del quesito.
4) **Indicare nella risposta il tuo nome, cognome, indirizzo, telefono ed eventuale indirizzo email.** Non ci sarà possibile considerare le risposte con **dati mancanti o insufficenti.**

Si

approfitto della fantastica occasione e mi abbono a 11 numeri di Fare Elettronica e pagherò solo € 45,00

DATI PERSONALI

Nome ....

Cognome ....

Via .... n° ....

Cap .... Città .... Prov ....

Tel .... Fax ....

Email ....

Ragione Sociale ....

P.Iva .... ❍ Ricevuta

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o trmite email a info@inwaredizioni.it

ABBONATI SUBITO

Compila, ritaglia e spedisci via fax questo coupon allo **02-66508225**

Spedisci questa pagina in busta chiusa a:
INWARE Edizioni
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

Chiamaci allo **02-66504794**

Abbonati on-line sul sito
www.farelettronica.com/abbonamento

MODALITÀ DI PAGAMENTO

❍ **CARTA DI CREDITO**

❑ American Express ❑ Visa ❑ Mastercard

Titolare ....

n° .... scad ....

❍ **VERSAMENTO SUL CCP 22790232**

allegare la ricevuta (o la sua copia) del versamento intestato a Inware Srl, indicando nella causale "Abbonamento Fare Elettronica"

❍ **BONIFICO BANCARIO**

Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: Z - ABI: 07601**
CAB: 01600 - C/C: 000022790232 intestato ad **Inware srl**

❍ **ALLEGO UN ASSEGNO**

intestato a Inware Srl

Firma ....

Abbonati subito!

- ✔ **Risparmierai ben 15,50 euro sul prezzo di copertina**
- ✔ **Avrai la garanzia del prezzo bloccato per un anno**
- ✔ **La rivista ti sarà recapitata comodamente a casa**
- ✔ **Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un buono sconto del 20% per un tuo prossimo acquisto sul sito www.farelettronica.com e, insieme alla merce ordinata, ti sarà recapitato l'esclusivo portapenne di Fare Elettronica**

INWARE EDIZIONI